



# Intégration d'antennes pour objets communicants aux fréquences millimétriques

Jose Alberto Zevallos Luna

## ► To cite this version:

Jose Alberto Zevallos Luna. Intégration d'antennes pour objets communicants aux fréquences millimétriques. Electronique. Université de Grenoble, 2014. Français. NNT : 2014GRENT058 . tel-01312200

**HAL Id: tel-01312200**

**<https://theses.hal.science/tel-01312200>**

Submitted on 4 May 2016

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE DE GRENOBLE

No. Attribué par la bibliothèque

**THÈSE**

*pour obtenir le grade de*

**DOCTEUR de l'université de Grenoble**

**Spécialité : Optique et Radiofréquence**

préparé au LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information)

dans le cadre de l'Ecole Doctorale :

**Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal**

*présentée et soutenue publiquement*

*par*

**Jose Alberto ZEVALLOS LUNA**

Le 13/10/2014

**Titre :**

**Intégration d'antennes pour objets communicants aux  
fréquences millimétriques**

***Directeur de thèse :***

Dr. Laurent DUSSOPT, ingénieur-chercheur (HDR), CEA-LETI.

***Jury :***

Prof. Ronan SAULEAU	Université de Rennes I	Président
Prof. Cyril LUXEY	Université de Nice-Sophia Antipolis	Rapporteur
Prof. Christian PERSON	Telecom Bretagne	Rapporteur
Prof. Philippe FERRARI	Université Joseph Fourier-Grenoble	Examineur
Dr. Romain PILARD	STMicroelectronics	Examineur
Dr. Alexandre SILIGARIS	CEA-LETI	Invité
Dr. Laurent DUSSOPT	CEA-LETI	Directeur de thèse



## Remerciements

*Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information (LETI) du Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Alternatives (CEA) de Grenoble, dans l'équipe DSIS/STCS/LAP. Je remercie Monsieur Roland BLANPAIN, chef du Département Systèmes et Intégration Système (DSIS) et Monsieur Christophe DELAVEAUD, chef du Laboratoire d'Antenne et Propagation (LAP), pour m'avoir accueilli durant mes années de thèse et m'avoir permis de travailler dans de très bonnes conditions et enfin de m'avoir soutenu en mettant à ma disposition tous les moyens nécessaires au bon déroulement de ma thèse.*

*J'exprime ma profonde reconnaissance à mon directeur de thèse Monsieur Laurent DUSSOPT, responsable scientifique au CEA-LETI (DSIS), pour son encadrement. Calme et réfléchi, il a su définir des objectifs clairs. Je vous suis très reconnaissant pour votre aide précieuse, vos conseils avisés et votre confiance. Je suis conscient d'avoir bénéficié d'un encadrement de grande qualité. Je ne manquerai pas d'appliquer ses conseils dans mes projets futurs.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Alexandre SILIGARIS, ingénieur chercheur au CEA-LETI (DACLE), pour sa patience et sa collaboration lors des mesures effectuées durant toutes ces années, ce qui m'a permis d'avancer dans le projet de thèse, sans qui le travail n'aurait pas atteint sa finalité actuelle.*

*Je voudrais également exprimer toute ma gratitude à Monsieur Ronan SAULEAU, professeur de l'Université de Rennes I, d'avoir accepté de participer et de présider le Jury de cette thèse. Je tiens à remercier vivement Messieurs Cyril LUXEY, professeur de l'Université de Nice-Sophia Antipolis et Christian PERSON, professeur de Telecom Bretagne qui m'ont fait l'honneur de porter attention à ce travail en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse. Je remercie également Messieurs Philippe FERRARI, professeur de l'Université Joseph Fourier-Grenoble et Romain PILARD, ingénieur R&D à STMicroelectronics (Crolles) d'avoir accepté de participer à ce Jury.*

*Je remercie vivement tous les membres du laboratoire, en particulier Antonio, Lionel, Jean-François, Serge, Raffaella, Julien, Patrick, Laurent L., Shynu, Ossama, Cyril, Anissa, Olivier, Sylvain, Lama, Lotfi, Luca... pour leur bonne humeur et leur soutien permanent.*

*Pour m'avoir permis de mener à bien mes études je remercie chaleureusement mon père Alberto, ma mère Nelly et mes sœurs Mariel et Diana, pour leur soutien sans faille, sans lequel je n'en serais pas là aujourd'hui.*

*Enfin, il me tient à cœur de remercier ma femme Yeshica et ma fille Sophia née en cours de thèse, pour sa patience, son soutien et son amour tout au long de ce travail.*





# Table des matières

## Partie I

### **Etude des antennes millimétriques intégrées pour communications courte portée**

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Etat de l'art des antennes intégrées en bande millimétrique</b>	<b>4</b>
Introduction .....	4
1.1 La bande sans licence 60 GHz.....	4
1.1.1 Régulation.....	5
1.1.2 Intérêts et caractéristiques de la bande 60 GHz.....	6
1.1.3 Applications potentielles.....	8
1.2 Bilan d'une liaison à 60 GHz .....	10
1.3 Etat de l'art des antennes intégrées aux fréquences millimétriques .....	12
1.3.1 Antennes intégrées sur silicium .....	12
1.3.2 Antennes intégrées en boîtier.....	17
1.3.3 Antennes hybrides intégrées sur silicium et en boîtier .....	25
1.4 Conclusion .....	27
Bibliographie .....	29
<b>Chapitre 2 : Modélisation et simulation d'antennes intégrées en technologie CMOS-SOI</b>	<b>33</b>
Introduction .....	33
2.1 La technologie de fabrication CMOS-SOI .....	34
2.2 Antenne dipôle intégrée .....	36
2.3 Antenne dipôle replié intégrée .....	39
2.3.1 Principe .....	39
2.3.2 Simulation de l'antenne .....	40
2.4 Antenne patch couplée au dipôle replié.....	42
2.4.1 Simulation de l'antenne .....	43
2.4.2 Etude paramétrique .....	46
2.4.3 Adaptation de l'antenne .....	49
2.5 Modèles électriques équivalents.....	52
2.5.1 Antenne dipôle replié.....	52
2.5.2 Antenne patch couplée au dipôle replié .....	54
2.6 Conclusion .....	57
Bibliographie .....	59

<b>Chapitre 3 : Transceiver avec antennes intégrées en technologie CMOS–SOI dans un boîtier QFN</b>	<b>60</b>
Introduction .....	60
3.1 Description du circuit .....	60
3.2 Modélisation électromagnétique du circuit .....	62
3.2.1 Influence du plan de masse du transceiver .....	65
3.2.2 Influence de l’anneau métallique de découpe de la puce.....	74
3.2.3 Influence des lignes de transmission du circuit transceiver.....	76
3.2.4 Synthèses des modèles de simulation de la puce transceiver .....	79
3.3 Influence du boîtier QFN sur l’antenne intégrée .....	82
3.3.1 Modélisation .....	82
3.3.2 Influence du boîtier sans capot .....	84
3.3.3 Influence du boîtier avec capot.....	89
3.4 Utilisation d’éléments rayonnants couplés .....	93
3.4.1 Substrat mince avec patchs couplés.....	94
3.4.2 Substrat avec patchs sous le capot .....	97
3.4.3 Substrat avec patchs et anneaux de vias métalliques.....	101
3.5 Conclusion .....	106
Bibliographie .....	108

## **Partie II**

### **Antennes millimétriques à fort gain**

<b>Chapitre 4 : Antennes à réseau transmetteur</b>	<b>109</b>
Introduction .....	109
4.1 Concept et principe d’un réseau transmetteur .....	109
4.1.1 Programme de simulation .....	110
4.2 Conception des cellules élémentaires .....	111
4.2.1 Cellule élémentaire à polarisation linéaire.....	112
4.2.2 Cellule élémentaire à polarisation circulaire .....	115
4.3 Comparaison des performances des réseaux transmetteurs.....	122
4.4 Conclusions .....	126
Bibliographie .....	128
<b>Chapitre 5 : Antenne multifaisceaux en bande V combinant un réseau transmetteur et un réseau focal intégré sur silicium</b>	<b>129</b>
Introduction .....	129
5.1 Etat de l’art des systèmes multifaisceaux en bande V .....	129
5.1.1 Systèmes multifaisceaux à base de lentilles de Rotman .....	130
5.1.2 Systèmes multifaisceaux à base de matrices de Butler.....	131
5.1.3 Autres techniques de dépointage de faisceau.....	132
5.1.4 Réseaux transmetteurs et réflecteurs reconfigurables.....	134
5.2 Principe de dépointage du faisceau avec réseaux transmetteurs passifs .....	136
5.3 Réseau focal intégré sur silicium.....	138

5.4 Conception de l'antenne multifaisceaux.....	140
5.4.1 Réseau transmetteur 10×10 éléments .....	141
5.4.2 Réseau transmetteur 16×16 éléments .....	146
5.4.3 Réseau transmetteur avec faisceau de type « Fan-Beam » .....	148
5.5 Conclusions .....	151
Bibliographie .....	152
<b>Chapitre 6 : Transceiver intégré à 60 GHz associé à un réseau transmetteur</b>	<b>154</b>
Introduction .....	154
6.1 Architecture de l'antenne .....	154
6.1.1 Source focale: antenne intégrée sur silicium et encapsulée dans un boîtier QFN .....	156
6.1.2 Réseau transmetteur de 10×10 éléments.....	157
6.2 Caractérisation du prototype en rayonnement .....	159
6.3 Tests de transmission de données .....	161
6.4 Conclusions .....	163
Bibliographie .....	165
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>166</b>
Bilan des travaux effectués.....	166
Perspectives .....	169
<b>Annexes</b>	<b>170</b>
A.1 Dimensionnement d'une antenne patch rectangulaire .....	170
A.2 Caractérisation en rayonnement d'un émetteur intégré à 60 GHz.....	173
A.3 Boîtier QFN-48L .....	176
A.4 Caractérisation en rayonnement d'une antenne intégrée alimentée par sonde RF	178
<b>Contributions scientifiques</b>	<b>182</b>

## Introduction générale

Aujourd'hui, les bandes de fréquences millimétriques suscitent un grand intérêt pour les systèmes de communication radio en raison des larges bandes spectrales disponibles permettant des débits de transmission très élevés. La bande 60 GHz (57–66 GHz) est utilisable sans licence dans le monde entier et présente donc un intérêt particulier pour les applications grand public. Toutefois, les communications sans fil à 60 GHz sont limitées par la résonance de l'oxygène de l'air qui absorbe près de 98% de l'énergie émise par le système ; cette restriction limite la portée de communication à quelques mètres dans le cas des systèmes quasi-omnidirectionnels et moins d'un kilomètre dans le cas des systèmes très directs.

Ces systèmes de communications sans fil à très haut débit sont envisagés comme une technologie très intéressante pour les utilisateurs d'objets communicants (smartphones, tablettes, ordinateurs portables, set-top boxes, disques durs sans fil, etc) pour la transmission et la synchronisation de grandes quantités de données. En conséquence, des modules de communication hautement intégrés et faible consommation d'énergie sont nécessaires pour équiper ces appareils intelligents qui ont des contraintes de compacité et de poids très importantes.

Dans cette bande de fréquence, la faible longueur d'onde permet d'intégrer les antennes sur le circuit d'émission/réception (System on Chip, SoC,) ou dans le même boîtier que le circuit d'émission/réception (System in Package, SiP) afin d'obtenir un système fortement intégré et faible coût. La conception de ces antennes nécessite une modélisation précise du circuit intégré et de son boîtier pour une bonne maîtrise de l'impédance et de l'efficacité de l'antenne, mais nécessite également de prendre en compte l'environnement du boîtier (coque, autres composants de l'objet communicant) pour obtenir des bonnes performances de rayonnement.

Ces dernières années, l'évolution des communications sans fil en bande millimétrique a été très significative avec la démonstration de différents systèmes d'émission/réception intégrés atteignant des débits de plusieurs Gigabits par seconde (Gbps). Les applications se déclinent en différentes gammes en fonction de la distance de communication. Pour des systèmes à très courte portée, des antennes simples à faible gain sont suffisantes. Certaines applications ayant une portée d'une dizaine de mètres ou plus nécessitent la conception de structures antennaires avec un fort gain, une bonne efficacité, et un dépointage électronique de faisceau.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit sont organisés en deux parties principales. La **première partie** (chapitres 1 à 3) porte sur la conception et réalisation d'antennes intégrées dans un boîtier standard couplées à un circuit d'émission/réception à 60 GHz fabriqué en technologie CMOS SOI pour des applications à faible consommation ( $< 100\text{mW}$ ), courte portée ( $< 1\text{m}$ ) et haut débit ( $> 1\text{Gbps}$ ). La **deuxième partie** (chapitres 4 à 6) porte sur la conception et la réalisation d'antennes directives compactes pour applications à longue portée ( $> 10\text{m}$ ) ; il propose d'associer un réseau transmetteur réalisé sur technologie imprimée à une source focale intégrée dans l'objectif d'obtenir un compromis intéressant entre le niveau de gain obtenu, le coût et éventuellement les capacités de dépointage de faisceau.

Le **premier chapitre** présente un état de l'art des dispositifs d'émission/réception et des antennes intégrées en bande millimétrique. On présente tout d'abord les caractéristiques et les applications de la bande 60 GHz. Ensuite, les différents types d'intégration d'antennes sont discutés: antennes non intégrées et indépendantes des circuits actifs, intégration SoC où l'antenne et le circuit actif sont réalisés simultanément sur une puce et l'intégration SiP où l'antenne et le circuit actif sont fabriqués indépendamment et encapsulés dans un même boîtier. La dernière partie de ce chapitre est consacrée d'une part à l'état de l'art des solutions qui combinent les avantages de l'intégration SoC et l'intégration SiP permettant d'augmenter le gain des antennes intégrées.

Le **deuxième chapitre** porte sur l'étude des performances d'antennes simples (dipôle, dipôle replié, dipôle replié couplé à un patch) sur substrat silicium et sur leur modélisation.

Le **troisième chapitre** présente ensuite l'analyse détaillée du fonctionnement d'une antenne dipôle replié intégrée avec un circuit émetteur-récepteur en prenant en compte les différents éléments perturbateurs sur la puce et autour de la puce. L'utilisation d'une antenne patch couplée au dipôle replié est ensuite étudiée pour améliorer les performances de l'antenne intégrée. Plusieurs configurations de patches sont étudiées pour augmenter le gain, améliorer le diagramme de rayonnement et atténuer certains nuls de rayonnement générés par le capot de protection du boîtier QFN (Quad Flat No Lead).

Le **quatrième chapitre** détaille la conception de réseaux transmetteurs (transmit-array), également appelés lentilles discrètes (discrete-lens antennas). Ces dispositifs sont typiquement illuminés par une source primaire (source unique ou réseau de sources compactes). Trois configurations d'éléments unitaires du réseau sont étudiées, puis nous faisons une étude comparative des performances simulées de réseaux transmetteurs en polarisation circulaire conçus à partir de chacun de ces trois éléments unitaires et illuminés par un cornet.

Le **cinquième chapitre** présente une antenne directive à commutation de faisceau en bande V comprenant un réseau transmetteur associé à un réseau focal constitué de cinq antennes de type dipôle replié sur silicium à haute résistivité. Ce réseau focal permet de dépointer le faisceau dans cinq directions différentes. Deux tailles de réseau transmetteur ont été réalisées permettant des niveaux de gain différents. Un réseau avec un faisceau de type « fan-beam » est également présenté.

Le **sixième et dernier chapitre** sera l'occasion d'utiliser les réseaux transmetteurs avec un système émetteur-récepteur. Dans ce dispositif, la source focale est constituée par le module présenté au chapitre trois comprenant un émetteur-récepteur avec antenne intégrée sur puce, un boîtier QFN et un élément rayonnant intégré au boîtier. Ce chapitre se termine par un test de liaison entre deux modules identiques en environnement réel (hors chambre anéchoïque).

Ce mémoire se termine par une **conclusion** résumant l'ensemble des travaux menés et les perspectives envisagées.

# **Partie I**

## **Etude des antennes millimétriques intégrées pour communications courte portée**

### **Chapitre 1**

#### **Etat de l'art des antennes intégrées en bande millimétrique**

##### **Introduction**

Aujourd'hui, de nombreuses applications nécessitent le transfert de très gros volumes de données sans fil et à haut débit en un temps toujours plus faible entre différents objets communicants. Cela se traduit par une demande de capacité des systèmes de communication sans fil beaucoup plus grande que ce que l'on peut attendre dans les bandes 2.4–2.5 GHz et 5.2–5.8 GHz actuellement utilisées. Cette demande a suscité l'émergence et le développement de nouvelles technologies de communication fonctionnant dans la bande des fréquences millimétriques qui étaient précédemment réservées essentiellement à des systèmes militaires ou scientifiques utilisant des technologies coûteuses.

Les technologies récentes donnent accès à ces bandes de fréquences pour des applications grand public telles que les réseaux personnels sans fil (WPAN, Wireless Personal Area Network), les réseaux locaux sans fil (WLAN, Wireless Local Area Network), et les liaisons point-à-point ou point-à-multipoint. Nous présentons donc, dans ce chapitre, une courte introduction sur la bande sans licence autour des 60 GHz, un bilan de liaison typique permettant de dimensionner le gain d'antenne nécessaire pour des communications sans fil à courte portée, faible consommation et haut débit. Finalement, un bref état de l'art des antennes intégrées en bande millimétrique est présenté.

##### **1.1 La bande sans licence 60 GHz**

La bande sans licence autour de 60 GHz ouvre un nouveau monde de possibilités d'applications grand public. Dans cette partie, nous présentons la régulation actuelle de cette bande, son intérêt et ses caractéristiques ainsi que les applications potentielles et les récents développements commerciaux de ces dernières années [1]–[4].



### 1.1.1 Régulation

Le spectre électromagnétique est régulé dans les différentes régions du monde par des organismes nationaux ou internationaux tels que l’ETSI en Europe ou la FCC aux Etats-Unis. Cette régulation inclue les conditions d’utilisation des différentes bandes de fréquence et notamment la présence ou non de licence d’utilisation. Pour une bande de fréquence sous licence, une autorisation est nécessaire et des frais de charges sont facturés à l’utilisateur ; ceci est le cas par exemple pour les bandes de téléphonie mobile. A l’inverse, une bande sans licence comme les bandes WiFi est librement utilisable par tout le monde dans la limite de niveaux de puissance d’émission définis. Une de ces régions est la bande de 7 ou 9 GHz autour de la fréquence 60 GHz qui a été déclaré sans licence dans les majeures parties du monde. La Figure 1.1 montre la répartition du spectre alloué autour de 60 GHz dans les principales régions du monde et les quatre canaux définis par le standard IEEE 802.11ad. Le Tableau 1.1 synthétise les bandes de fréquence proposées et les principales caractéristiques de la réglementation.

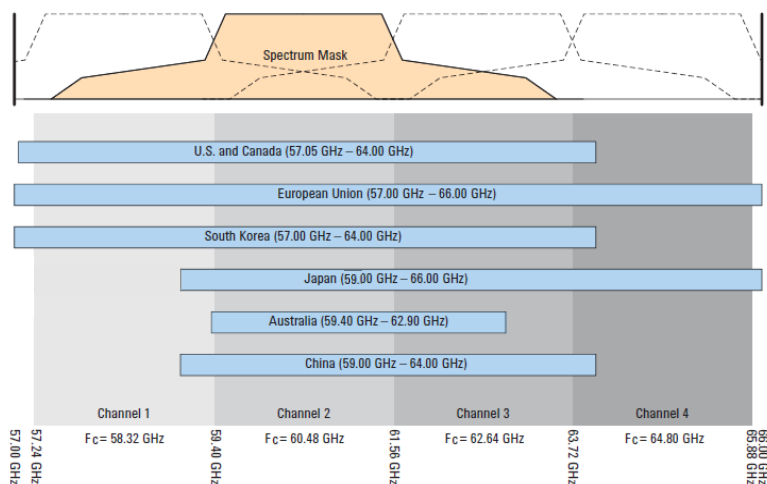


Figure 1.1 : Spectre sans licence disponible dans différentes régions du monde autour de 60 GHz et définition des quatre canaux du standard IEEE 802.11ad.

Tableau 1.1 : Plan de répartition de fréquence, limites de puissance de l’émetteur, de puissance rayonnée (PIRE) pour différentes régions du monde sur la bande 60 GHz.

Région	Fréq. Min. (GHz)	Fréq. Max. (GHz)	Puissance de l’émetteur Max.	PIRE Max.	Entité de régulation
USA/Canada	57	64	500 mW	85 dBm	FCC
Japon	59	66	10 mW	58 dBm	MPHPT
Corée du Sud	57	64	10 mW	27 dBm	MFSG
Australie	59.4	62.9	10 mW	51.7 dBm	ACMA
Europe	57	66	10 mW	57 dBm	ETSI

### 1.1.2 Intérêts et caractéristiques de la bande 60 GHz

Le principal enjeu des technologies de communication sans fil à 60 GHz est l’utilisation de la large bande de fréquence disponible, jusqu’à 9 GHz de bande disponible comme expliqué au paragraphe précédent, sans commune mesure avec les bandes sans licence classiques (2.45 GHz, 5.2/5.8 GHz). En effet, la loi fondamentale de capacité de canal de Shannon ( $Q$ ) montre que celle-ci est directement proportionnelle à la largeur de bande ( $B$ ) utilisée :

$$Q = B \log_2[1 + SNR] \quad (1.1)$$

Le standard actuel IEEE 802.11ad prévoit des débits maximum de 7 Gbps sur un des quatre canaux de 2.16 GHz. L’utilisation des quatre canaux simultanément permettrait donc d’atteindre 28 Gbps.

Cette loi fait également intervenir le rapport signal à bruit ( $SNR$ ) au récepteur qui dépend de la puissance d’émission, du gain d’antennes, de la distance de communication et du niveau de bruit du récepteur. Compte-tenu des limites imposées par la régulation sur les puissances rayonnées, et des niveaux de bruit permis par la technologie du récepteur, les distances de communications réalisables en pratique sont bien plus faibles que celles obtenues aux fréquences centimétriques.

Par ailleurs, les bandes de fréquences millimétriques suscitent beaucoup d’intérêt en raison des faibles longueurs d’ondes ( $\lambda_0 = 5 \text{ mm}$  à 60 GHz) qui permet la conception d’antennes très petites de l’ordre du millimètre (Figure 1.2) et donc la miniaturisation extrême des systèmes de communication à très haut débit.

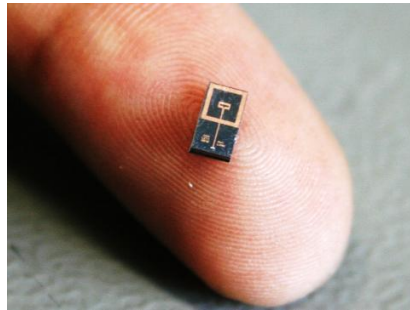


Figure 1.2 : Exemple d’une antenne dipôle replié aux fréquences millimétriques [34].

L’atténuation en espace libre entre un émetteur et un récepteur est donnée par l’équation 1.2 :

$$P_L(d_0) = -20 \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi d_0} \right) \quad (1.2)$$

où  $\lambda$  est la longueur d’onde (m) et  $d_0$  est la distance entre l’émetteur et le récepteur (m).

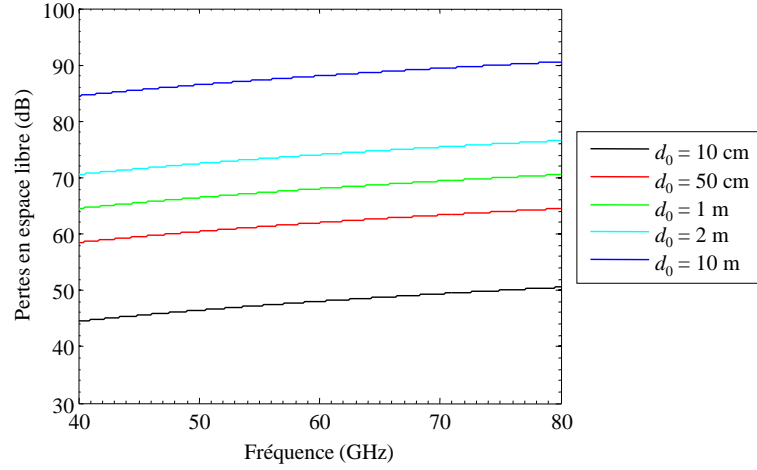


Figure 1.3 : Pertes dans l'espace libre (dB) en fonction de la fréquence et la distance.

Cette atténuation est considérable à 60 GHz, elle est de 68 dB entre un récepteur et un émetteur séparés de 1 m et de 88 dB à 10 m (Figure 1.3).

Mais la propagation en espace libre est un cas théorique de référence ; dans des conditions réelles de propagation, l’environnement perturbe celle-ci selon différents mécanismes. Dans un environnement intérieur (indoor), le signal peut rencontrer différents obstacles (par exemple : des murs, des meubles, des personnes, etc) qui augmentent considérablement l’atténuation [5]–[7] par des effets de masquage (shadowing) de réflexion ou de diffraction. Ainsi, les pertes de propagation en environnement réel font intervenir différents coefficients pour prendre en compte ces phénomènes :

$$P_L(d) = P_L(d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (1.3)$$

où  $P_L(d_0)$  est l’atténuation en espace libre à une distance de référence ( $d_0 = 1$  m),  $d$  est la distance entre l’émetteur et le récepteur,  $n$  est le coefficient de pertes de propagation et  $X_\sigma$  est le paramètre de masquage. Ces nouvelles variables dépendent de l’environnement et des propriétés de l’antenne qui peut être soit directive soit omnidirectionnelle.

Les applications en environnement extérieur sur de longues distances sont soumises à la propagation dans l’atmosphère. Dans le spectre d’absorption de l’atmosphère, tracé en Figure 1.4, un pic d’absorption de l’oxygène de l’ordre de 16 dB/km est nettement observable autour de 60 GHz. Cette absorption reste donc négligeable pour des communications jusqu’à quelques dizaines de mètres. De la même façon, l’affaiblissement dû à la pluie est du même ordre de grandeur et devient significatif pour des distances de communication de plusieurs centaines de mètres.

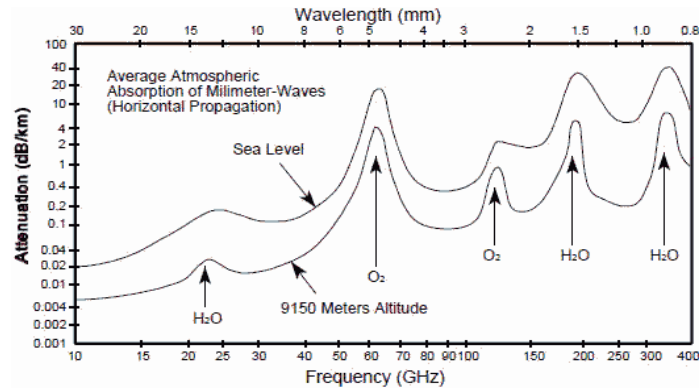


Figure 1.4 : Absorption des ondes millimétriques (dB/km) due à l’atmosphère au niveau de la mer et à 9150 m d’altitude en fonction de la fréquence.

En conclusion, la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz n'est pas adaptée aux communications à longue portée ( $> 2$  km), mais convient très bien pour de nombreuses applications à courte ou moyenne portée ( $< 500$  m), par exemple dans un environnement intérieur (jusqu’à 10 m de portée) ou extérieur.

### 1.1.3 Applications potentielles

Actuellement, d’importants efforts institutionnels et industriels sont accomplis autour du développement de standards pour les communications à 60 GHz afin de répondre entre autres à une demande d’applications de type WPAN (Wireless Personal Area Network). Pour les institutions, on peut citer ECMA (TC48) et IEEE (802.15.3c et 802.11ad). Au niveau industriel, il y a deux consortiums réunissant les principaux industriels du secteur: WirelessHD (Intel, LG Electronics, Panasonic, Nec, Samsung, Sibeam, Sony, Toshiba) et Wireless Gigabit Alliance (AMD, Dell, Intel, Microsoft, NEC, Nokia, Nvidia, Panasonic, Qualcomm, Samsung, Toshiba).

Depuis la publication des standards WirelessHD en janvier 2008 et IEEE 802.15.3c en septembre 2009, plusieurs fabricants d’appareils électroniques grand public ont commencé à intégrer dans leurs produits des modules de communication sans fil à très haut débit. Par exemple, dès la fin de l’année 2009, Panasonic a incorporé des modules Wireless HD sur certains modèles de télévision, suivi par LG Electronics à partir de janvier 2012. Toshiba et Funai ont également présenté des produits similaires.

En mai 2011, Qualcomm et Wilocity ont développé un chipset 60 GHz (AR9004TB) pour ordinateurs portables et produits électroniques pour le grand public. Celui-ci est le premier chipset capable de supporter une grande variété d’applications, entrée/sortie vidéo, réseaux sans fil avec des vitesses similaires aux technologies de connexions par fibre optique.

Parmi les principales applications potentielles dans la bande des 60 GHz (Figure 1.5), nous pouvons citer:

- Liaisons point-à-point haut débit entre bâtiments ou entre stations de base.
- Réseaux locaux sans fil (WLAN), réseau personnel sans fil (WPAN), Gigabit Ethernet sans fil.
- Transmission de vidéos haute définition non compressés (WHDMI : Wireless High Definition Multimedia Interface) pour des distances comprises entre 5 et 10 mètres,
- Transfert/synchronisation de gros fichiers entre objets communicants (Wireless docking/cordless computing et applications de type “sync and go” ou kiosque) pour des distances d’environ 1 mètre.

Dans chaque catégorie, il existe différents scénarios d'utilisation sur la base de:

- L’environnement (intérieur, extérieur).
- La distance entre les émetteurs et les récepteurs.
- La ligne de vue directe (LOS) ou la présence d’obstacles (NLOS).
- La mobilité des modules de communication.

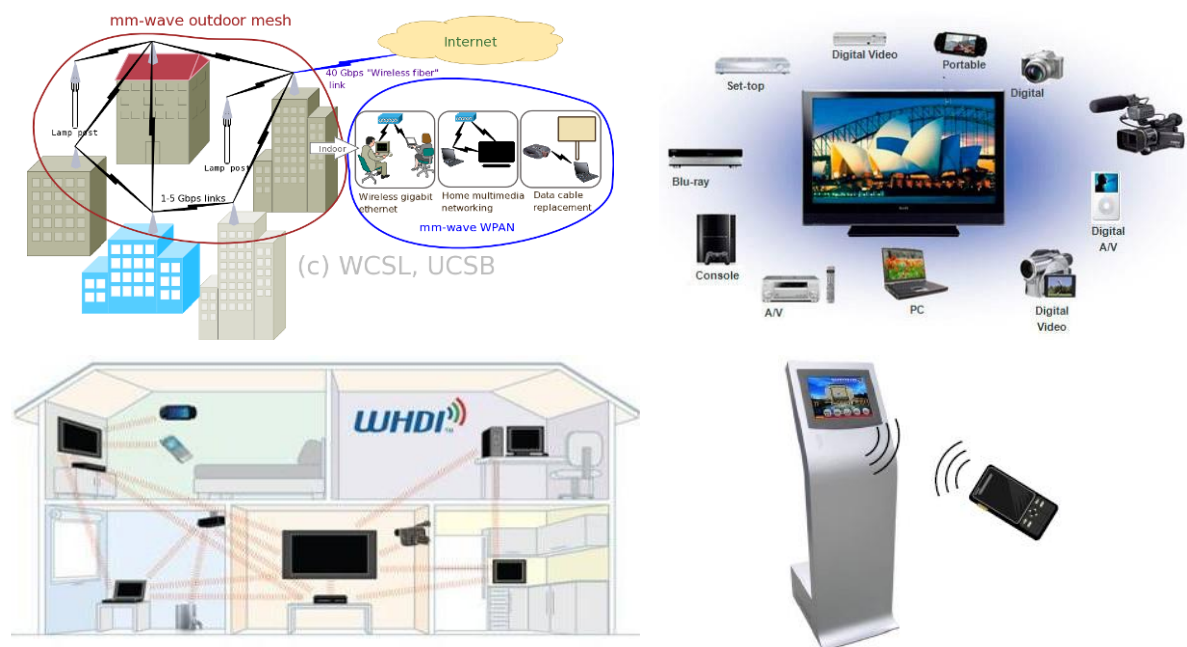


Figure 1.5 : Exemples d'applications dans la bande millimétrique.

## 1.2 Bilan d’une liaison à 60 GHz

Le bilan de liaison des systèmes de communication hautement intégrés à 60 GHz est assez limité en raison de la faible puissance d’émission ( $< 10$  mW), et des pertes considérables dans l’espace libre ( $\approx 68$  dB à 1 m). Par conséquent, il est souvent nécessaire d’utiliser des antennes directives, en particulier pour des liaisons de plusieurs mètres. Cependant, les antennes directives augmentent la probabilité d’interruption de la liaison par un obstacle (shadowing) dans le cas d’un environnement variable. En supposant que la valeur de gain des antennes (en dBi) de l’émetteur et du récepteur sont  $G_t$  et  $G_r$  respectivement, nous pouvons exprimer le bilan de liaison à 60 GHz sous forme logarithmique, en prenant en compte toutes les pertes [8],[9], comme:

$$SNR = P_t + G_t - P_L(d) + G_r - P_N - I_L - FM \quad (1.4)$$

Où:

$SNR$ : Rapport signal à bruit requis pour la démodulation (dB)

$P_t$ : Puissance d’émission (dBm)

$P_L$ : Pertes en espace libre (dB)

$d$ : Distance entre l’émetteur et le récepteur (m)

$P_N$ : Puissance de bruit (dBm)

$I_L$ : Pertes dans la chaîne de transmission (interconnexions par exemple)

$FM$ : Marge de liaison (différence entre la puissance reçue et la sensibilité du récepteur)

La puissance de bruit est donnée par :

$$P_N = 10 \log_{10}(kBT) + NF \quad (1.5)$$

Avec :

$k, B, T$ : Constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$ ), bande passante (Hz) et température ( $^{\circ}\text{K}$ )

$NF$ : Figure de bruit du récepteur (dB)

Nous prenons pour hypothèse les valeurs du Tableau 1.2 et supposons une température standard ( $T = 27^{\circ}\text{C}$ ) et des valeurs de gain identiques pour les antennes d’émission et de réception ( $G$ ). Puis, nous utilisons les équations 1.4 et 1.5 pour trouver une relation entre le gain d’antenne et la distance pour assurer une liaison de communication LOS dans un environnement indoor à 60 GHz utilisant une modulation OOK (On-Off Keying).

$$G = 2.46 + 10 \log d \quad (1.6)$$

Tableau 1.2 : Paramètres d'un bilan de liaison à 60 GHz

Paramètre	Valeur	Commentaire
$SNR$	QPSK : 10.7 dB 16-QAM : 16.7 dB 64-QAM : 21.7 dB OOK: 26 dB	Type de modulation
$I_L$	6 dB	Dépend de la technologie de fabrication de l'émetteur/récepteur.
$NF$	8 dB	
$P_T$	4 dBm	
$B$	1.88 GHz	Bande passante arbitraire
$FM$	10 dB	distance $d_0 = 1$ m Masquage et obstacles propagation en trajet direct
$P_L(d_0)$	68 dB	
$X_\sigma$	2 dB	
$n$	2	

Le gain d'antenne requis pour des liaisons jusqu'à 10 mètres et différents types de modulations est montré sur la Figure 1.6. Une valeur de 2.5 dBi est nécessaire pour assurer une liaison de 1 m en utilisant une modulation OOK. Pour des modulations 16-QAM et QPSK, le gain nécessaire pour la même distance est de -2.2 dBi et -5.2 dBi respectivement.

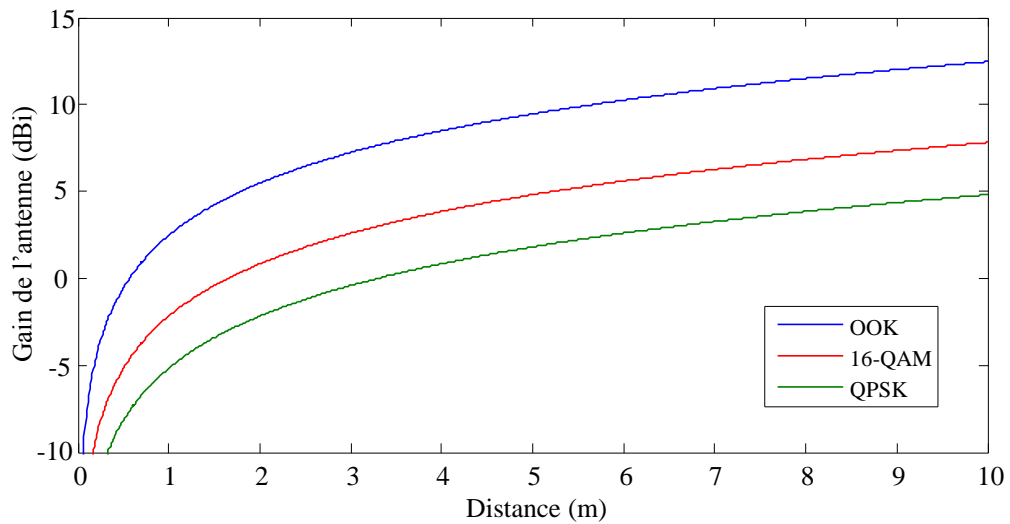


Figure 1.6 : Gain de l'antenne (dBi) par rapport à la distance entre émetteur et récepteur pour différents types de modulation (OOK, 16-QAM et QPSK).

### 1.3 Etat de l’art des antennes intégrées aux fréquences millimétriques

Les antennes disponibles aujourd’hui commercialement pour des systèmes de communication aux fréquences millimétriques sont typiquement des antennes à base de réflecteurs, de lentilles et des antennes cornet. Elles présentent des niveaux de gain élevés et sont dédiées à des applications point-à-point longue distance. Les antennes à réflecteur permettent d’atteindre les plus hauts niveaux de gain, suivies par les lentilles puis les antennes cornet dont le gain est typiquement limité à 30 dBi. Même si ces types d’antennes offrent de très bonnes performances (gain, efficacité), ils ne sont pas appropriés pour les nouveaux systèmes de communication car ils sont très coûteux, volumineux, lourds et surtout difficiles à intégrer avec des dispositifs actifs sur silicium.

A l’inverse, les antennes planaires imprimées sur substrat offrent des propriétés intéressantes: faible coût, faible masse, compacité, adaptabilité à la structure, fabrication et intégration facile avec des dispositifs à base de semi-conducteurs. En raison de la fréquence de fonctionnement très élevée, les antennes sont de petites dimensions de l’ordre du millimètre, ce qui ouvre de nouvelles possibilités pour l’intégration. On peut distinguer typiquement deux types d’intégration: antennes intégrées sur silicium (SoC) ou antennes intégrées en boîtier (SiP).

#### 1.3.1 Antennes intégrées sur silicium

Les antennes intégrées sur silicium sont étudiées depuis de nombreuses années afin de fournir des solutions hautement intégrées et à faible coût pour des communications courte portée et très haut débit en bande millimétrique [10]. Ces antennes permettent l’intégration avec des circuits actifs RF, typiquement sur technologies CMOS/BiCMOS, avec pour principal avantage d’éviter toute interconnexion de signaux millimétriques hors de la puce, ce qui nécessiterait des technologies complexes et coûteuses. En effet, dans le cas d’une antenne simple occupant une surface de l’ordre du  $\text{mm}^2$ , cela conduit à une puce un peu plus grande mais avec un module d’encapsulation plus petit. La contrainte de taille et les pertes générées dans le substrat de silicium conduisent à des performances médiocres en termes de gain et d’efficacité. Par conséquent, ces antennes sont souhaitables pour des applications à courte portée: intra-puce ( $\sim \text{mm}$ ), puce-à-puce ( $\sim \text{cm}$ ) ou terminal-à-terminal (dizaines de cm). Diverses antennes réalisées sur un substrat en silicium et opérant dans la bande millimétrique ont été décrites dans la littérature. Nous pouvons distinguer deux types de substrat silicium: basse résistivité (BR) et haute résistivité (HR).



### 1.3.1.1 Antennes sur substrat silicium basse résistivité (BR)

Deux antennes, antenne IFA (Inverted F Antenna) et antenne Yagi, réalisées sur silicium BR ( $\rho = 10 \Omega \cdot \text{cm}$ ) de  $750 \mu\text{m}$  d’épaisseur par un processus post-BEOL (Back-end of Line) ont été présentées dans la référence [11] (Figure 1.7). Afin de masquer en grande partie le substrat silicium à perte, une couche de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) de forte épaisseur ( $20 \mu\text{m}$ ) a été déposée sur le silicium. Selon les résultats expérimentaux, l’antenne IFA est très bien adaptée avec un coefficient de réflexion de  $-32 \text{ dB}$  à  $61 \text{ GHz}$  et une bande passante ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) de  $55\text{--}67.5 \text{ GHz}$ . Cette antenne présente un gain de  $-19 \text{ dBi}$  et une efficacité de  $3.5\%$  à  $61 \text{ GHz}$ . L’antenne Yagi est moins bien adaptée avec un coefficient de réflexion de  $-6.75 \text{ dB}$  à  $65 \text{ GHz}$  et une bande passante ( $S_{11} < -6 \text{ dB}$ ) de  $61\text{--}70 \text{ GHz}$ . Cette antenne présente un gain  $-12.5 \text{ dBi}$  et une efficacité de  $5.6\%$  à  $65 \text{ GHz}$ .

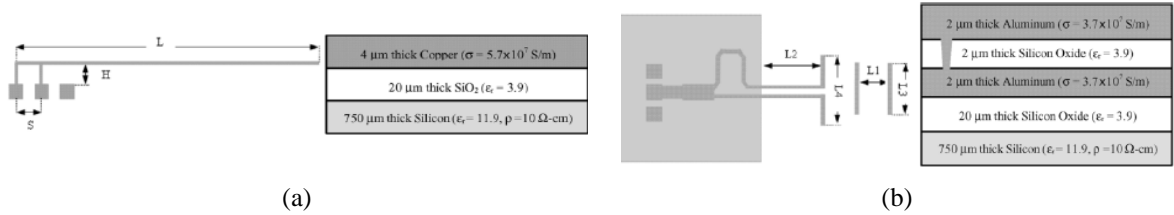


Figure 1.7 : Antenne IFA; vue de dessus et coupe transversale du processus post-BEOL simplifié ( $L = 2 \text{ mm}$ ,  $H = 100 \mu\text{m}$  et  $S = 100 \mu\text{m}$ ) (a). Antenne Yagi; vue de dessus et coupe transversale du processus post-BEOL modifié ( $L_1 = 146 \mu\text{m}$ ,  $L_2 = 270 \mu\text{m}$ ,  $L_3 = 382 \mu\text{m}$  et  $L_4 = 426 \mu\text{m}$ ) (b) [11].

Dans la référence [12], une antenne Yagi est fabriquée en technologie standard CMOS  $180\text{-nm}$  sur un substrat silicium BR. Cette antenne est présentée sur la Figure 1.8. La taille de l’antenne est de  $1.1 \times 0.95 \text{ mm}^2$ . Les résultats expérimentaux montrent que l’antenne présente un taux d’onde stationnaire (VSWR) inférieur à 2 sur la bande  $55\text{--}65 \text{ GHz}$ . Le gain maximum mesuré est de  $-10 \text{ dBi}$  et l’efficacité de l’antenne simulée est de  $10\%$  à  $60 \text{ GHz}$ . Le diagramme de rayonnement simulé de l’antenne est de type End-Fire avec un rapport avant/arrière de  $9 \text{ dB}$ .

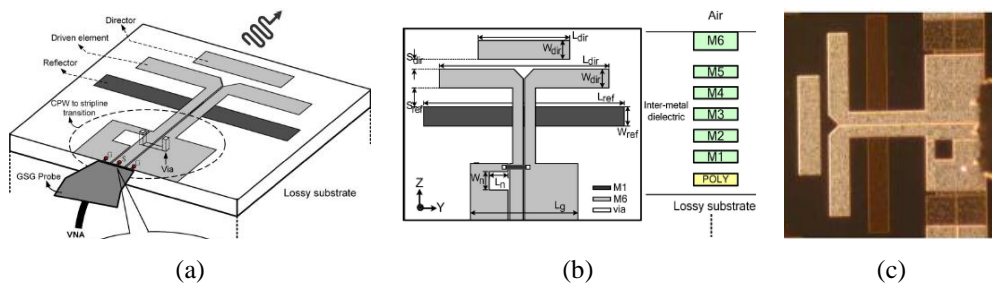


Figure 1.8 : Antenne Yagi sur silicium BR; vue 3D (a), vue de dessus et section transversale de la technologie CMOS- $180 \text{ nm}$  (b), photographie de l’antenne Yagi (c) [12].

Dans la référence [13], une antenne monopole triangulaire est réalisée sur du silicium BR ( $\rho = 10 \Omega \cdot \text{cm}$ ) en technologie CMOS 180-nm (Figure 1.9). Les dimensions de la puce sont  $1 \times 0.81 \text{ mm}^2$ . Le diagramme de rayonnement simulé dans le plan H est presque omnidirectionnel et l’efficacité simulée est de 12%. Les mesures montrent un VSWR inférieur à 2 sur la bande 55–75 GHz. Cette antenne possède un gain maximum mesuré de -9.4 dBi à 60 GHz.

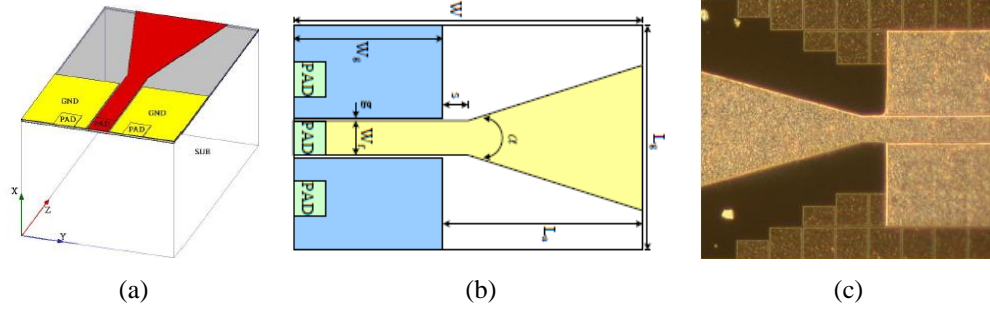


Figure 1.9 : Monopole triangulaire sur silicium BR; vue 3D (a), vue de dessus (b), photographie de l’antenne réalisée (c) [13].

### 1.3.1.2 Antennes sur substrat silicium haute résistivité (HR)

Une antenne et un réseau de quatre antennes de type fentes repliées ont été réalisées sur silicium HR ( $\rho = 1 \text{ M}\Omega \cdot \text{cm}$ ) en utilisant un procédé CMOS-SOI standard [14]. Les résultats expérimentaux montrent que l’antenne seule est bien adaptée avec un coefficient de réflexion de -26 dB à 50 GHz, tandis que dans le cas du réseau de quatre antennes, la réponse du coefficient de réflexion présente de multiples résonances en raison de réflexions multiples dans les lignes du réseau d’alimentation avec une fréquence de résonance décalée à 49.25 GHz et un coefficient de réflexion de -24 dB. Le gain mesuré est de -4.7 dBi pour une antenne seule et -1.8 dBi pour le réseau de quatre antennes.

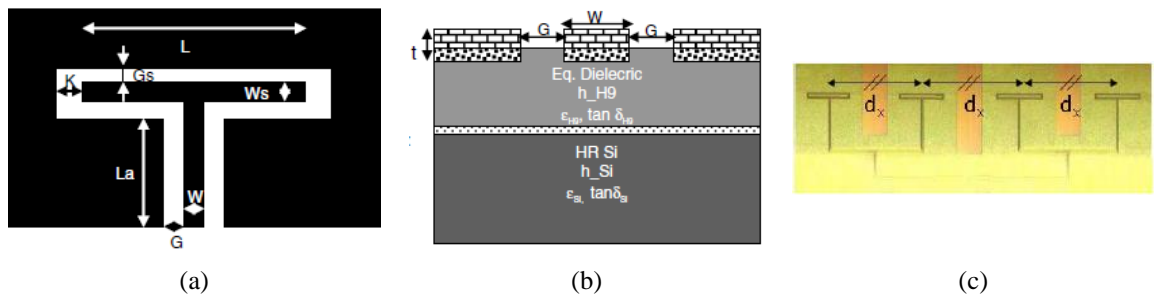


Figure 1.10 : Antenne repliée fente sur silicium HR; vue de dessus (a), section transversale simplifiée de la technologie (b), réseau de quatre antennes (c) [14].

Dans la référence [15], une antenne dipôle avec une structure interdigitée est fabriquée avec la technologie standard CMOS SOI 130-nm sur un substrat silicium HR ( $\rho = 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) de  $355 \mu\text{m}$  d’épaisseur (Figure 1.11). La longueur de l’antenne est de  $871 \mu\text{m}$  avec une largeur maximale au centre de  $100 \mu\text{m}$ . Cette antenne contient une capacité interdigitée afin de diminuer la partie imaginaire de l’impédance d’entrée de l’antenne et obtenir une meilleure adaptation. Un balun à large bande est utilisé pour relier la ligne coplanaire (CPW) au ruban coplanaire (CPS). La face inférieure du substrat est couverte par un plan métallisé. Les résultats expérimentaux montrent un coefficient de réflexion de  $-15 \text{ dB}$  à  $60 \text{ GHz}$  avec une bande passante inférieure à  $-10 \text{ dB}$  de  $8\%$ . La simulation permet d’estimer un gain d’antenne de  $4.5 \text{ dBi}$  avec une haute efficacité de  $85\%$ .

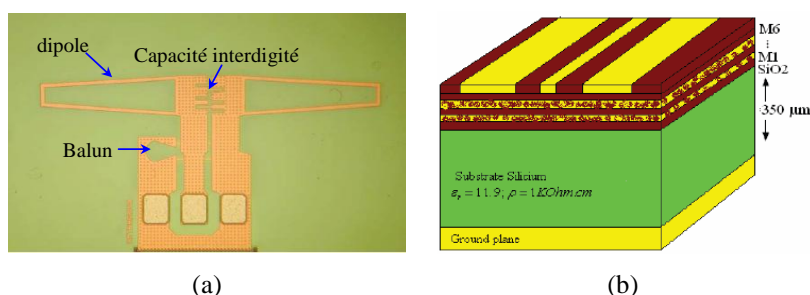


Figure 1.11 : Antenne dipôle avec structure interdigitée sur silicium HR; vue de dessus de l’antenne réalisée (a), section transversale simplifiée de la technologie CMOS SOI 130-nm (b) [15].

La référence [16] présente un émetteur UWB (Ultra Wide Band) avec une antenne fente repliée fonctionnant dans la bande  $60 \text{ GHz}$  (Figure 1.12). L’émetteur est fabriqué avec la technologie standard CMOS SOI 65-nm sur un substrat silicium HR. Les dimensions de la puce sont de  $2.5 \times 2.5 \text{ mm}^2$ . La fréquence de fonctionnement de l’émetteur peut varier sur la bande  $55.4\text{--}56.8 \text{ GHz}$  et la puissance d’émission varie entre  $4$  et  $6 \text{ dBm}$  pour une consommation de  $28 \text{ mW}$  seulement. Cet émetteur possède un débit très élevé de  $2.2 \text{ Gbps}$  avec une PIRE mesurée de  $2 \text{ dBm}$ , ce qui a permis d’en déduire un gain d’antenne de  $-3.5 \text{ dBi}$ .

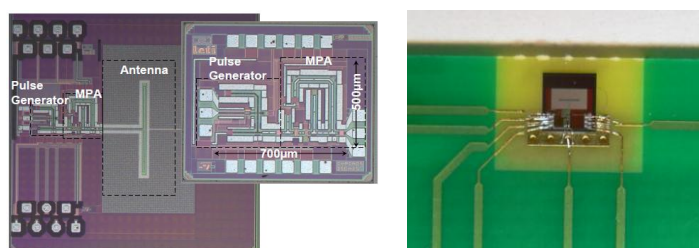


Figure 1.12 : Emetteur UWB à  $60 \text{ GHz}$  avec antenne intégrée sur silicium HR [16]

### 1.3.1.3 Surface haute impédance associée aux antennes intégrées sur silicium

Les surfaces à haute impédance (SHI, ou High Impedance Surfaces, HIS, en anglais) sont des structures à motifs périodiques fixées ou imprimées au-dessus d’un plan de masse. Elles possèdent des propriétés très intéressantes d’un point de vue électromagnétique, car elles permettent de placer une antenne près d’un plan métallique en limitant la perte d’efficacité liée aux courants induits dans le plan de masse. Dans certains cas, elles n’autorisent la propagation des ondes électromagnétiques le long de leur surface que pour certaines bandes de fréquences (structures à bande interdite).

En [17], une SHI est utilisée pour améliorer l’efficacité de rayonnement d’une antenne dipôle qui fonctionne dans la bande 57–64 GHz. La SHI est réalisée sur un substrat SU8 ( $\epsilon_r = 2.85$ ,  $\tan\delta = 0.04$ ) de  $140\ \mu\text{m}$  d’épaisseur (Figure 1.13), le plan de masse inférieur permet de supprimer le couplage avec le substrat silicium BR. L’antenne est réalisée au-dessus de la SHI sur une autre couche de SU8 de  $20\ \mu\text{m}$  d’épaisseur. Cette structure présente des avantages en termes de réduction d’épaisseur de l’antenne et de réduction du couplage entre l’antenne et le substrat silicium. La taille de cette puce est  $2.4 \times 2.4\ \text{mm}^2$ . Les résultats expérimentaux montrent que l’antenne possède une largeur de bande ( $S_{11} < -10\ \text{dB}$ ) de 12%, un gain de 4.1 dBi avec une efficacité de rayonnement de 49%.

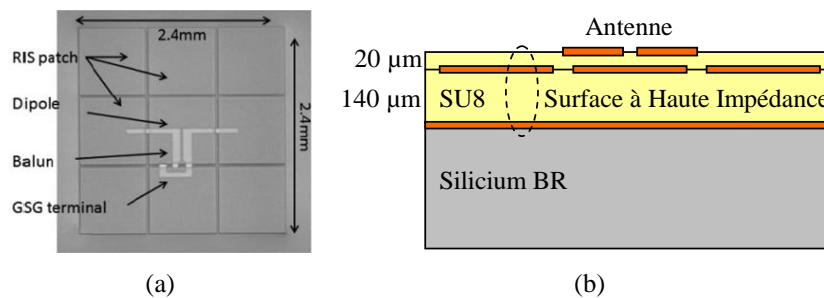


Figure 1.13 : Antenne dipôle sur silicium BR associée à une surface à haute impédance; vue de dessus de l’antenne réalisée (a), coupe transversale (b) [17].

Les auteurs de la référence [18] présentent une antenne Yagi intégrée avec un récepteur à 60 GHz (Figure 1.14). Ils ont utilisé une SHI de  $3 \times 8$  éléments fabriquée avec la technologie CMOS 90-nm pour réduire les pertes dans le substrat de silicium BR et augmenter l’efficacité de rayonnement et le gain. Les longueurs de l’élément rayonnant, directeur et réflecteur sont  $895$ ,  $740$  et  $1500\ \mu\text{m}$  respectivement, la taille de la cellule élémentaire de la SHI est  $185 \times 185\ \mu\text{m}^2$ . La taille de la puce est de  $1.5 \times 2\ \text{mm}^2$ . Les résultats de simulation montrent que la SHI permet d’augmenter l’efficacité de l’antenne de 5% à 15% et son gain de  $-12.5$  à  $-7.2\ \text{dBi}$ .

Selon les résultats expérimentaux, le débit maximum est de 1.152 Gbps en modulation 16-QAM à 25 cm avec une consommation totale de 38 mW.

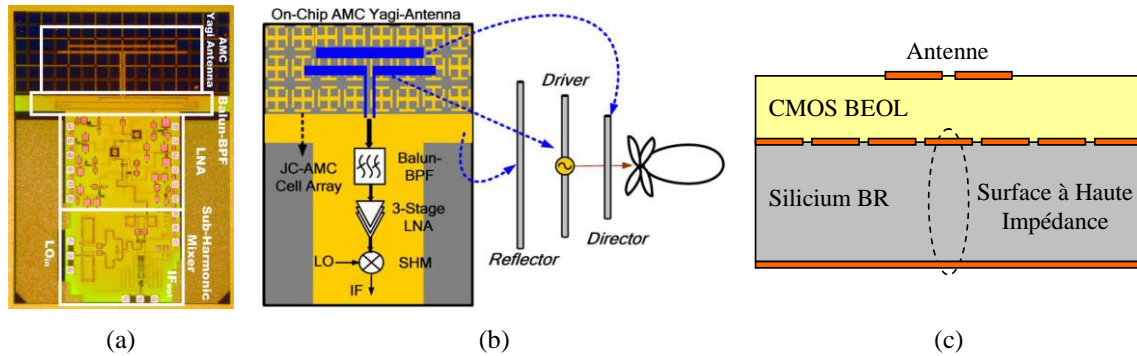


Figure 1.14 : Antenne Yagi sur silicium BR associée à une surface à haute impédance; vue de dessus de l'antenne réalisée (a), description du système (b), coupe transversale (c) [18].

### 1.3.2 Antennes intégrées en boîtier

L'intégration d'antennes en boîtier permet de combiner une ou plusieurs antennes avec un système de communication sous la forme d'un module hautement intégré. Cette approche constitue une évolution récente et importante dans la miniaturisation des systèmes sans fil en bande millimétrique. Le boîtier permet l'interconnexion avec les autres composants de la carte PCB (Printed Circuit Board) et doit protéger le circuit actif. Le boîtier sert aussi comme support physique et dans certains cas contribue à la dissipation de la chaleur.

Généralement, les antennes intégrées en boîtier sont hors de la puce et intégrées sur un substrat à faible perte comme la céramique, le verre, les matériaux organiques, etc. L'antenne étant un élément séparé de la puce, un problème d'interconnexion se pose entre l'antenne et le circuit émetteur/récepteur. Cette interconnexion doit assurer une bonne adaptation et de faibles pertes d'insertion dans la plage de fréquence de travail. La Figure 1.15 présente deux techniques d'interconnexions disponibles dans l'industrie: le cablage par fil (wirebonding) et le report flip-chip.

L'interconnexion par wirebonding utilise généralement des fils d'aluminium ou d'or. Elle constitue la solution la plus simple, robuste et de faible coût, mais la discontinuité d'impédance introduite par les fils peut affecter considérablement les performances (adaptation d'impédance, pertes) aux fréquences millimétriques. A l'inverse, l'interconnexion par flip-chip est plus performante grâce à sa faible longueur (hauteur des bumps). Elle présente également des dispersions plus réduites et permet une densité d'intégration plus élevée puisque la connexion est verticale.

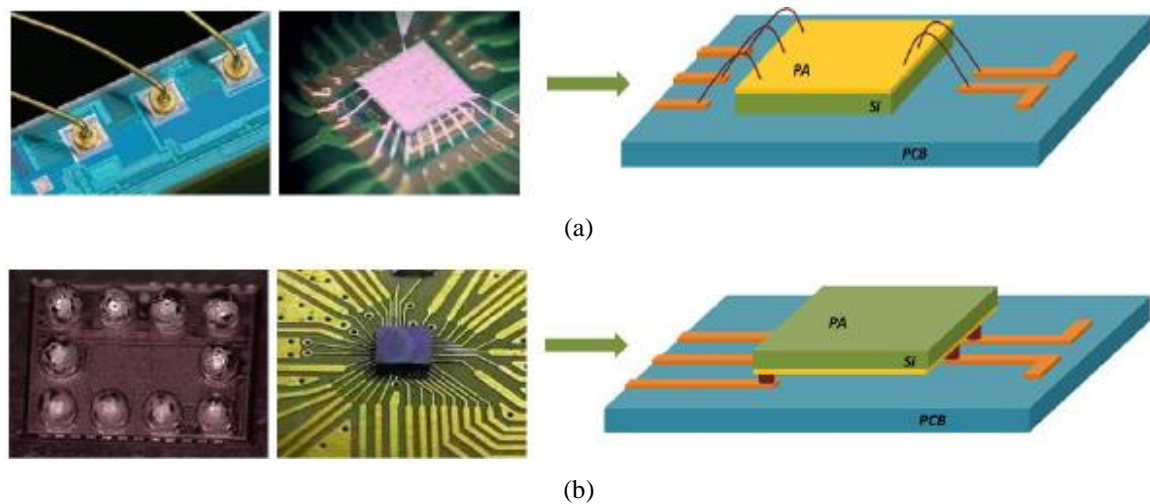


Figure 1.15 : Techniques d'interconnexion par wirebonding (a) et par flip-chip (b).

Les antennes intégrées en boîtier permettent généralement des portées entre 2 m (antenne seule) et 10 m (réseau d'antennes) grâce à des gains d'antenne (typiquement 4–6 dBi par antenne) plus élevés que dans le cas des antennes intégrées sur puce. Dans la littérature, plusieurs références bibliographiques nous ont permis de classifier les antennes intégrées en boîtier en différentes technologies telles que la technologie céramique, la technologie organique multicouches, la technologie interposeur silicium et la technologie eWLB.

### 1.3.2.1 Technologie céramique

La technologie céramique permet de réaliser des assemblages multicouches bien maîtrisés avec des substrats diélectriques faibles pertes et des résolutions de gravure de l'ordre de 50–70  $\mu\text{m}$ . En outre, elle offre la possibilité de réaliser des cavités internes à la structure [21], [22]. Deux variantes existent : LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic) et HTCC (High-Temperature Cofired Ceramic). La plupart des travaux menés en millimétrique sur céramique utilisent des antennes relativement classiques et en particulier des antennes patches [19], [20].

Dans la référence [22], un module en céramique est développé; il contient un récepteur/émetteur à 60 GHz, un amplificateur de puissance, des antennes de réception ( $R_X$ ) et transmission ( $T_X$ ) et quelques composants discrets (SMD, Surface Mounted Devices) utilisés pour le filtrage de l'alimentation. Ce module est fabriqué en technologie HTCC (Figure 1.16), sa taille est de  $8.5 \times 13.5 \text{ mm}^2$ .

Les antennes sont des dipôles repliés réalisés sur un substrat de verre et connectés à la puce transceiver par des interconnexions flip-chip et une ligne coplanaire. Deux cavités



sont réalisées au-dessous des antennes afin de baisser la permittivité effective près des antennes et de créer un réflecteur sous le dipôle pour supprimer le rayonnement arrière. Ce module consomme 454 mW et 1090 mW pour les modes  $R_X$  et  $T_X$  respectivement. En utilisant une modulation OFDM 16-QAM, une communication sans fil à 7 Gbps a été validée sur 1 m de portée. Les résultats expérimentaux montrent un coefficient de réflexion inférieur à -6.7 dB pour l'antenne  $T_X$  et -8.8 dB pour l'antenne  $R_X$  autour de la bande 57–66 GHz. Le gain d'antenne  $T_X$  est de 3–5 dBi et de 1–3 dBi pour l'antenne  $R_X$ ; ces valeurs de gains incluent les pertes de transmission sur les lignes entre le transceiver et les antennes et leurs différences de longueur expliquent la différence de gain [23].

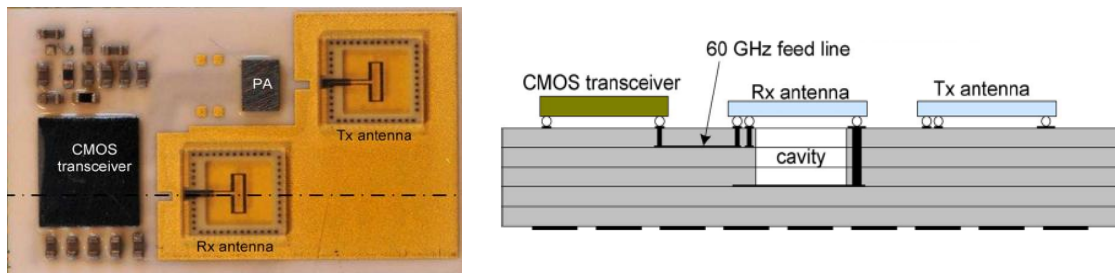


Figure 1.16 : Antenne intégrée sur verre utilisant un boîtier céramique HTCC [22].

Un autre exemple de module en céramique propose l'intégration d'un transceiver à 60 GHz et d'un réseau phasé de 32 antennes [24]. Chaque patch est couplé avec une fente et excité par une ligne microruban (Figure 1.17). La taille de la puce RFIC est de  $29 \text{ mm}^2$  et la taille totale du module LTCC est de  $25 \times 25 \text{ mm}^2$ . Selon les résultats de simulation, le gain de chaque élément rayonnant est de l'ordre de 4 dBi. Les pertes des lignes microrubans sont autour de 2.5 dB. Le module consomme 1.2 W et 0.85 W pour les modes  $T_X$  et  $R_X$  respectivement.

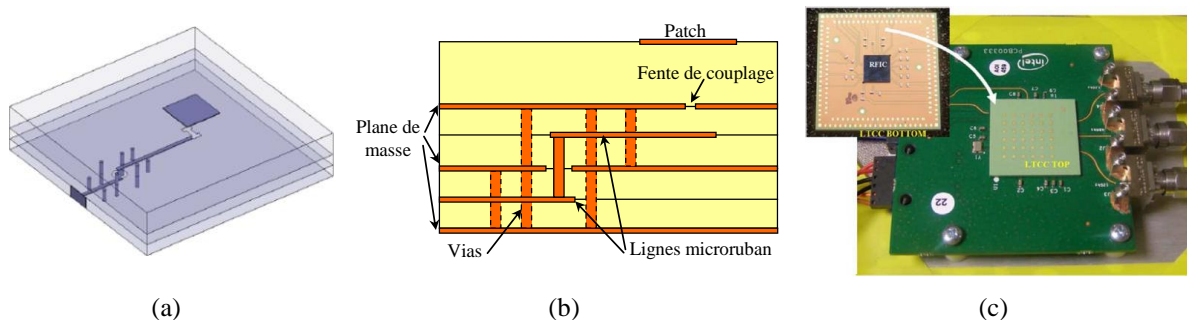


Figure 1.17 : Antennes patches sur boîtier céramique LTCC; patch élémentaire (a), coupe transversale (b), photographie du prototype final (c) [24].

### 1.3.2.2 Technologie organique multicouche

La technologie organique multicouche ou MLO (Multi-Layer Organic) est constituée par un assemblage de plusieurs couches diélectriques et de couches métalliques (cuivre) selon un procédé proche des technologies de circuits imprimés classiques. Ce type de technologie est de plus en plus utilisé grâce aux progrès réalisés sur la maîtrise des épaisseurs de substrats de faible épaisseur ( $> 1\text{--}2$  mils) et des résolutions de gravure ( $> 15\text{--}20\text{ }\mu\text{m}$ ). Les matériaux diélectriques utilisés présentent une basse permittivité et de faibles pertes, les conducteurs sont généralement en cuivre.

Plusieurs démonstrations d’antennes simples, de réseaux d’antennes ou de réseaux phasés avec transceiver existent dans la littérature. Dans [25], des antennes commutées avec rayonnement dans l’axe normal (broadside) et vers l’horizon (end-fire) sur un simple boîtier MLO sont présentées. L’empilement des différentes couches utilisées et la structure antennaire sont montrés sur la Figure 1.18. La taille totale de cette structure est de  $12.5 \times 10 \times 1.3\text{ mm}^3$ . Les résultats expérimentaux montrent des gains de 8.7 et 10.9 dBi pour les antennes broadside et end-fire respectivement. Leur efficacité, estimée par simulation, est de 92.5% et 78.5% respectivement.

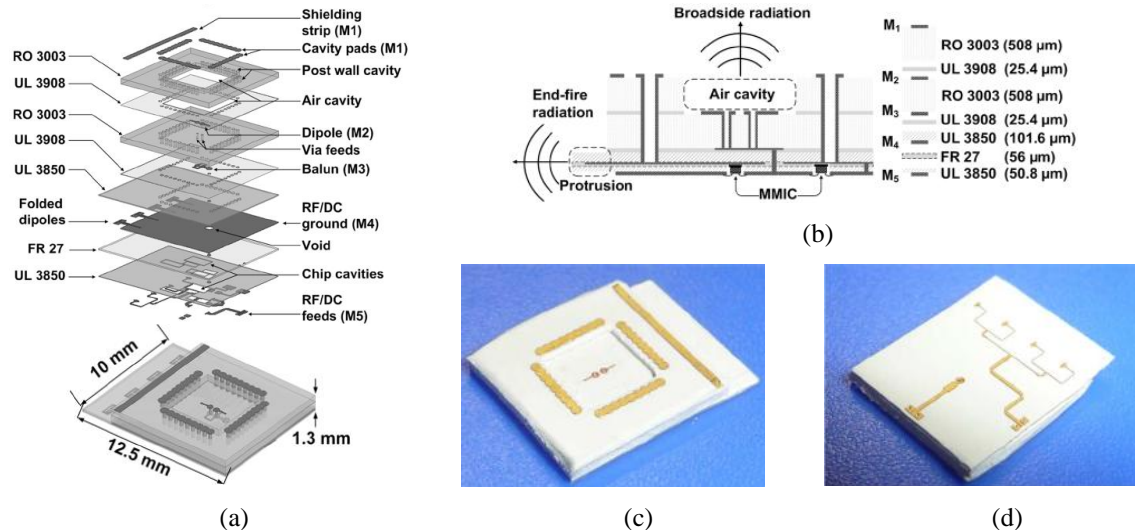


Figure 1.18 : Couches empilées pour l’antenne intégrée sur boîtier organique (a), coupe transversale de la structure antennaire (b), photographie vue de dessus (c), et de dessous (d) [25].

Dans la référence [26], un réseau de  $2 \times 4$  antennes est présenté (Figure 1.19). Il est réalisé avec une technologie standard FR4–PCB très bas coût (11 couches FR4–HDI et 12 couches métalliques, avec 0.838 mm d’épaisseur totale). Un transceiver à 60 GHz est reporté sur la couche inférieure M12 du module par des interconnexions flip-chip. La structure antennaire est composée d’un empilement de patches circulaires excités par des



lignes microrubans (pertes = 0.55 dB/mm) et des vias d’interconnexion. La taille du réseau d’antenne est de  $20 \times 20 \text{ mm}^2$ .

Les résultats expérimentaux montrent que les 8 éléments du réseau présentent une largeur de bande ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) de 57–66 GHz. Le couplage entre chaque élément du réseau reste inférieure à -12 dB, le gain de chaque antenne est estimé à 4.8 dBi et l’efficacité à 71%. Le gain total du réseau est de 12–12.7 dBi dans toute la bande passante.

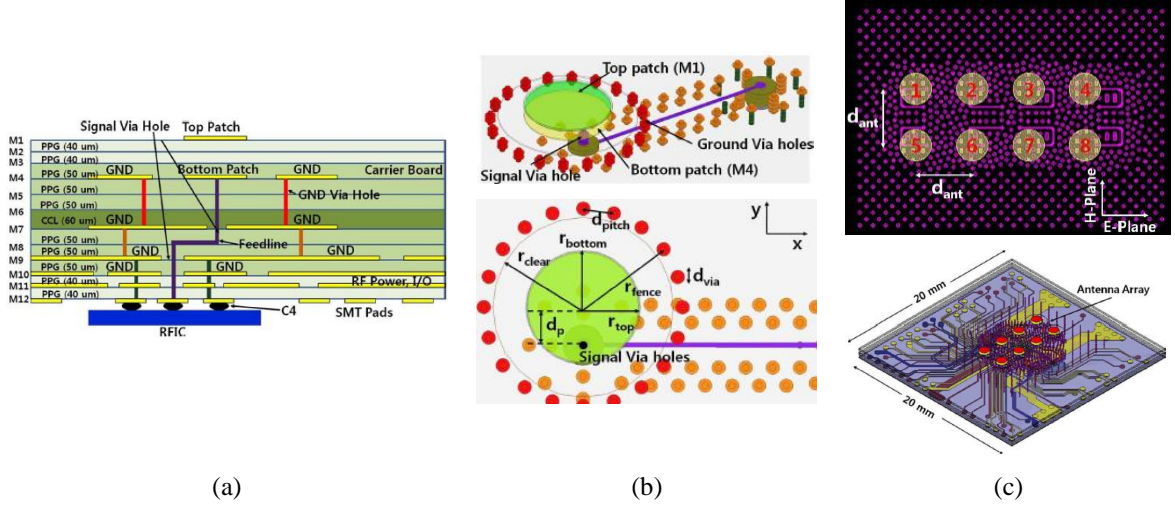


Figure 1.19 : Vue de coupe de l’empilement de couches sur la technologie PCB (a), géométrie de l’élément rayonnant (b), réseau de  $2 \times 4$  antennes (c) [26].

Dans les dernières années, IBM a réalisé un certain nombre de démonstrations à 60 GHz en technologie CMOS/BiCMOS [27]–[31] pour la transmission de vidéo à très haut débit avec différents types de modulation (OFDM-QPSK, MSK, OFDM-16QAM, etc). Dans les références [29] et [30], une puce  $T_X$  intégrée avec un réseau phasé à 16 antennes sur technologie MLO d’épaisseur totale 1.18 mm est présentée. La puce a pour dimensions  $6.5 \times 6.75 \text{ mm}^2$  et a été reportée par flip-chip. Le réseau d’antennes est placé autour de la puce et de manière symétrique (Figure 1.20c). Le module  $T_X$  a une consommation totale élevée entre 3.8–6.2 W et fournit une PIRE de 37.5 dBm.

La structure antenne est détaillée dans la référence [31], elle propose un patch alimenté en mode différentiel par couplage électromagnétique par fente. Des cavités et des réflecteurs sont utilisés dans le but d’améliorer la bande passante et l’efficacité de rayonnement. Les résultats de mesures à 60 GHz montrent un gain maximal de 8 dBi pour l’antenne élémentaire et 17 dBi pour le réseau de 16 éléments. La largeur de bande ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) est supérieure à 10 GHz et l’efficacité est estimée par simulation à 80%.

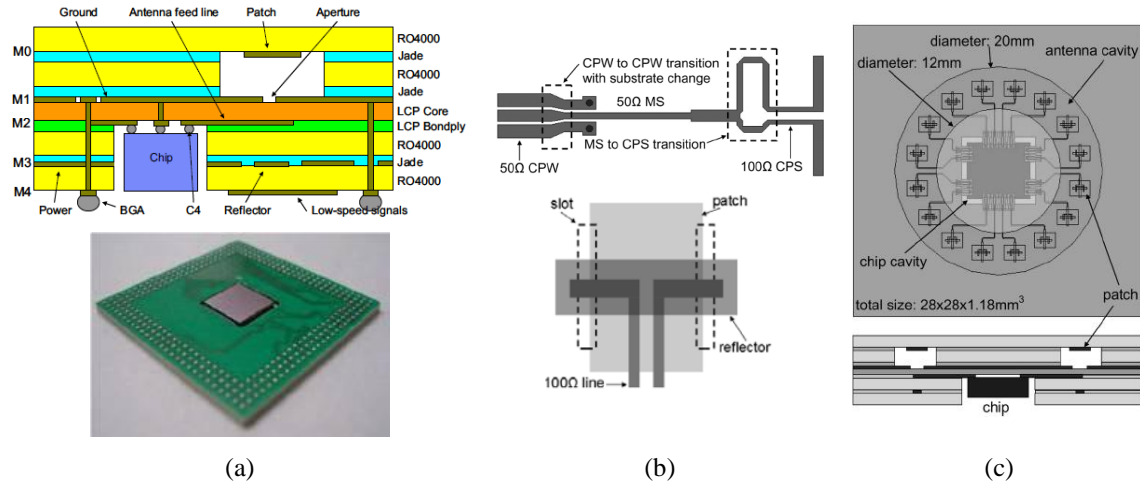


Figure 1.20 : Vue de coupe de la technologie MLO et photographie du module (a), structure antennaire (b), description de la géométrie du réseau de 16 éléments (c) [31].

### 1.3.2.3 Technologie interposeur en silicium

L’interposeur en silicium est une technologie émergente pour les systèmes 3D [32] réalisant l’interface électrique et mécanique entre la ou les puces électroniques et la carte de circuit imprimé. Les avantages de cette technologie sont: une haute densité d’intégration permettant une forte miniaturisation (haute densité d’interconnexions et règles de dessin très fines), bonnes propriétés thermiques du silicium et possibilité d’intégration d’éléments passifs (résistances, condensateurs, inductances). Le désavantage de cette technologie, dans le cas des antennes, est la haute permittivité du silicium qui peut conduire à une largeur de bande étroite et à des problèmes de modes dans le substrat.

La référence [33] propose un exemple de conception d’antennes millimétriques sur technologie interposeur silicium avec pour objectif une intégration 3D du system RF complet. Il propose une antenne patch alimentée par un couplage électromagnétique ligne-fente. L’interposeur sert d’interface entre la puce RF et l’antenne ainsi que pour le report de l’antenne patch. Une cavité est micro-usinée dans le silicium afin d’implémenter le patch (Figure 1.21). Les résultats expérimentaux montrent que cette cavité d’air permet de couvrir une bande passante supérieure à 11 GHz (56–67 GHz). Des différences importantes entre les niveaux de gain simulé et mesuré (2–4 dB) sont constatées. Les auteurs ont attribué ces différences à des valeurs plus élevées que prévues de la conductivité du silicium et des pertes diélectriques dans les lignes microrubans.

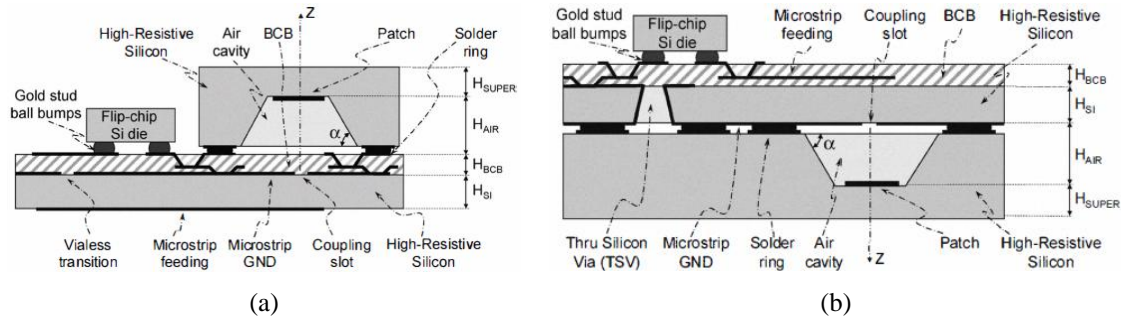


Figure 1.21 : Antenne patch avec cavité micro-usinée sur un interposeur silicium ; montage du patch en face avant (a), et en face arrière (b) [33].

La référence [34] présente un réseau de 4 antennes de type dipôle replié réalisées sur une tranche de silicium HR ( $\rho > 4 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) d'épaisseur  $120 \mu\text{m}$ . Cet interposeur est reporté sur des cavités d'air creusée dans du silicium standard d'épaisseur  $725 \mu\text{m}$ . Ces cavités ont pour profondeur  $275 \mu\text{m}$  et sont métallisées afin de créer un réflecteur sous chaque antenne permettant de bloquer tout rayonnement arrière (Figure 1.22). Ces antennes sont espacées de  $2.5 \text{ mm}$ , et sont entourées d'un anneau métallique composé de vias TSV (Through-Silicon-Via) pour minimiser le couplage inter-éléments. Les résultats expérimentaux ont démontré un coefficient de réflexion inférieur à  $-10 \text{ dB}$  sur la bande  $53.5\text{--}65.3 \text{ GHz}$ , un gain de  $5\text{--}8 \text{ dBi}$  et un couplage inter-élément inférieur à  $-16 \text{ dB}$ . Le schéma d'intégration sur interposeur silicium proposé sur cette référence offre des fonctionnalités appropriées pour l'intégration future d'un module transceiver complet.

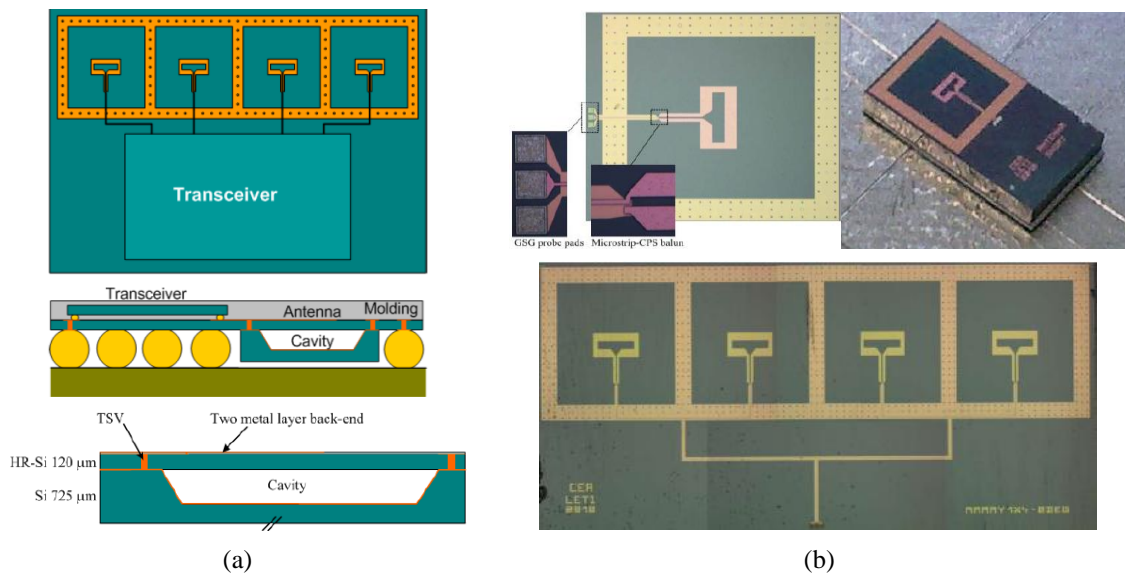


Figure 1.22 : Réseau d'antennes réalisé sur interposeur silicium; schéma d'intégration et vue de coupe de la technologie (a), photographie des prototypes fabriqués (b) [34].

### 1.3.2.4 Technologie eWLB

La technologie eWLB (embedded wafer-level ball grid array) permet la réalisation de modules comprenant un ou plusieurs circuits intégrés moulés dans un composé époxy. Une couche très mince d’un substrat organique avec un ou deux niveaux de métaux sert de premier niveau d’interconnexion (RDL, ReDistribution Layer) entre le circuit intégré et les plots de type bump (solder balls) du boîtier eWLB [35], [36]. Les avantages de cette technologie sont: faible coût de fabrication, taille latérale et hauteur minimales du boîtier, faibles pertes et faibles effets parasites dans les interconnexions à travers la couche RDL.

La référence [37] présente une antenne dipôle fonctionnant à 77 GHz encapsulée sur un boîtier eWLB. La taille du boîtier est  $8 \times 8 \text{ mm}^2$  et celui-ci inclue une puce fictive de  $3 \times 3 \text{ mm}^2$  qui est placée très proche de l’antenne (Figure 1.23). La longueur de l’antenne dipôle est de 1.65 mm. L’antenne utilise un réflecteur sur le PCB (Rogers RO3003) qui est placé à  $200 \mu\text{m}$  (hauteur définie par les solder balls) afin de rediriger tout le rayonnement dans l’axe de l’antenne. Pour les mesures des antennes, une transition RF du boîtier eWLB au PCB est développée avec des pertes d’insertion inférieures à 1 dB. Le gain maximal mesuré pour l’antenne dipôle est autour de 10 dBi et le gain estimé par simulation est de 7.5 dBi.

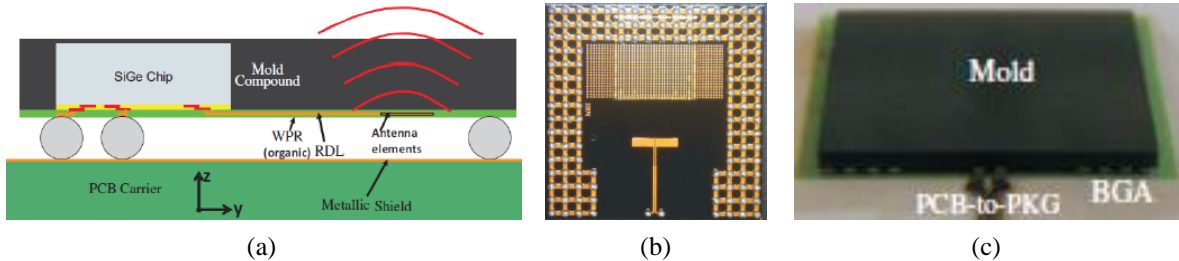


Figure 1.23 : Antenne dipôle intégrée sur boîtier eWLB ; vue de coupe (a), photographie de l’antenne sur la couche RDL (b), photographie du prototype (c) [37].

Un autre exemple d’antennes intégrées sur boîtier eWLB est fourni dans la référence [38]. La Figure 1.24b montre différents types d’antennes qui fonctionnent à 77 GHz: dipôle, patch coplanaire et antenne Vivaldi réalisés sur la couche RDL d’un boîtier eWLB. A la différence de l’antenne dipôle et du patch coplanaire, l’antenne Vivaldi rayonne dans une direction parallèle au PCB. Avec l’utilisation d’une seule antenne, des directivités autour de 8–9 dBi peuvent être obtenues. Pour augmenter la directivité, des structures additionnelles dans la couche RDL (réflecteurs et directeurs) peuvent être utilisés. Cette même référence propose un transceiver fonctionnant à 77 GHz sur SiGe intégré sur boîtier eWLB avec quatre antennes dipôles sur la couche RDL (voir Figure 1.24c). La directivité estimée par la simulation de ce réseau d’antennes est de 13.6 dBi.

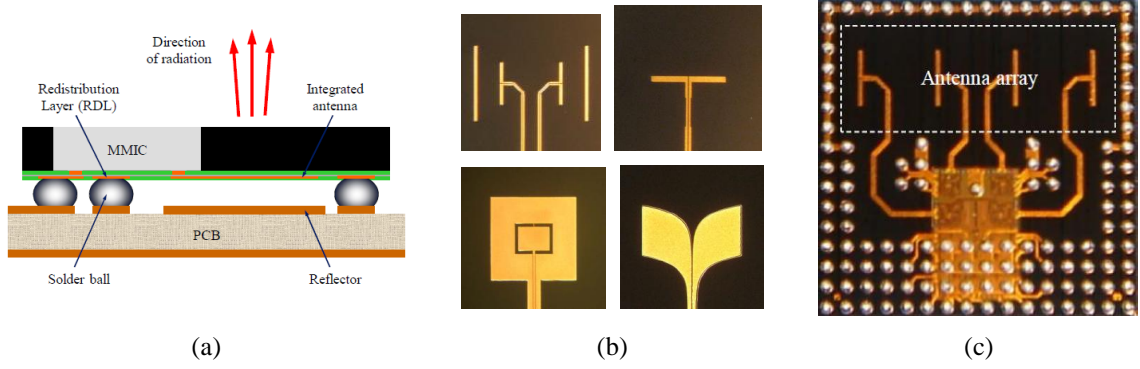


Figure 1.24 : Antennes intégrées sur boîtier eWLB ; vue de coupe (a), photographie des antennes sur la couche RDL (b), transceiver intégré avec un réseau de quatre antennes (c) [38].

La référence [39] propose une structure intéressante pour augmenter le gain de l’antenne à base d’un réseau d’antennes rhombiques fonctionnant à 77 GHz sur un boîtier eWLB. La taille des antennes rhombiques est de  $\lambda_g/4$  et elles sont séparées par une distance de  $\lambda_g/2$ . Selon les résultats de simulation, le gain maximal pour un seul élément est autour de 5–6 dBi et pour le réseau de 11 dBi.

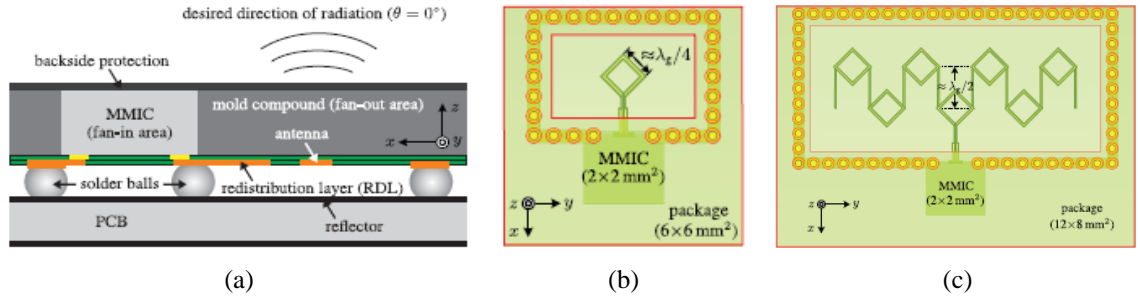


Figure 1.25 : Antenne rhombique sur boîtier eWLB; vue de coupe (a), antenne rhombique seule (b), réseau d’antennes rhombiques (c) [39].

### 1.3.3 Antennes hybrides intégrées sur silicium et en boîtier

Pour obtenir des gains modérés compatibles avec des liaisons sans fils sur des distances de un à quelques mètres, il est intéressant d’utiliser une intégration hybride afin de combiner les avantages de l’intégration sur silicium (absence d’interconnexion de signaux millimétriques hors de la puce) et l’intégration en boîtier (meilleures performances de rayonnement grâce aux matériaux faibles pertes). Ces antennes sont composées typiquement d’un élément rayonnant sur silicium comme source d’excitation couplé à un autre élément rayonnant hors de la puce sans aucune interconnexion physique.



Dans la référence [40], une fente rayonnante associée à un amplificateur de puissance est réalisée sur une puce en silicium HR (technologie CMOS SOI 65-nm). Un résonateur diélectrique (DRA) cylindrique est micro-usiné sous le boîtier réalisé en alumine ( $\epsilon_r = 9.9$ ,  $\tan\delta = 0.0001$ ) (Figure 1.26). Les dimensions du DRA sont de 1.2 mm de diamètre et 0.635 mm de hauteur, il est couplé (mode  $TM_{11\delta}$ ) avec l’antenne fente. Les résultats de simulation montrent une largeur de bande de 10%. Le gain de l’antenne est autour de 5 dBi avec une efficacité supérieure à 90%.

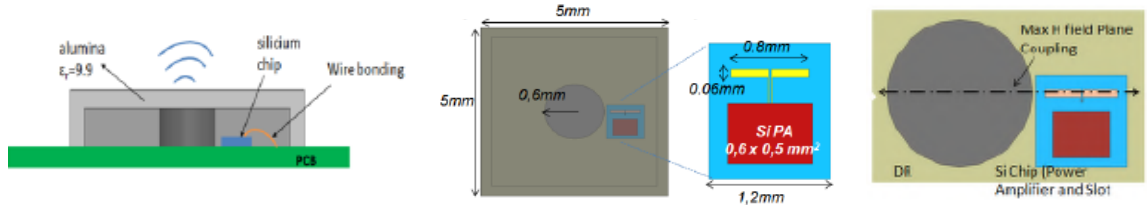


Figure 1.26 : Résonateur diélectrique associé à une antenne fente intégrée sur silicium [40].

La référence [41] présente une antenne fente annulaire réalisée sur quartz fonctionnant à 99 GHz et excitée par une ligne d’alimentation réalisée en technologie CMOS sur silicium BR (voir Figure 1.27). Un cornet micro-usiné est ajouté pour augmenter le gain de l’antenne. Les dimensions du cornet sont de  $3.2 \times 3.2 \text{ mm}^2$  ( $\lambda_0 \times \lambda_0$ ). Les résultats expérimentaux montrent un gain maximal de 8 dBi et une efficacité de 50%. La largeur de bande est autour de 86–100 GHz (~10%).

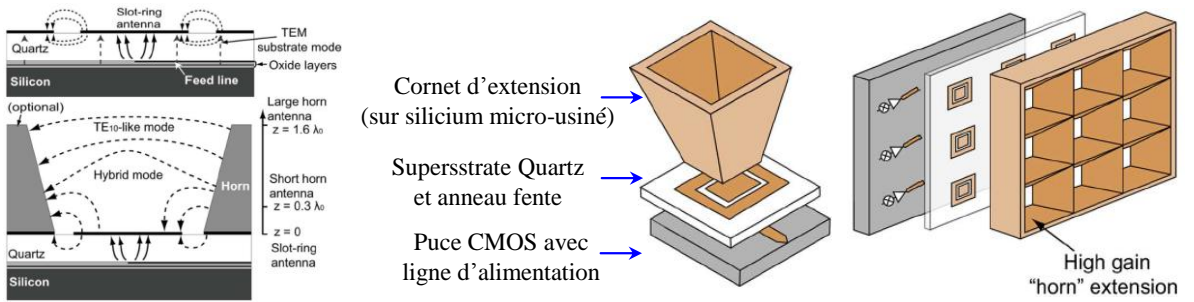


Figure 1.27 : Antenne cornet micro-usiné couplé avec une antenne fente annulaire réalisée sur quartz et excitée par une ligne d’alimentation réalisé sur silicium BR [41].

La référence [42] présente un transceiver fonctionnant à 77 GHz réalisé en technologie CMOS-SiGe sur substrat silicium BR. L’antenne sur la puce est un patch quart d’onde court-circuité. Cette antenne est couplée avec un autre patch réalisé sur un superstrat en quartz collé sur la puce. L’efficacité estimée pour cette antenne est de 50%. Le gain et la largeur de bande de l’antenne ne sont pas spécifiés.

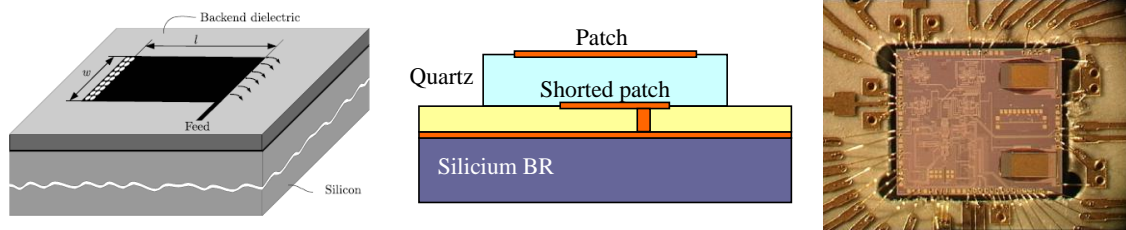


Figure 1.28 : Transceiver fonctionnant à 77 GHz intégré avec une antenne patch réalisée sur superstrat quartz [42].

## 1.4 Conclusion

Les travaux cités dans cet état de l'art nous permettent de différencier clairement les avantages et les inconvénients des différents types d'intégration: antennes intégrées sur silicium, antennes intégrées en boîtier ou une intégration hybride.

Pour les antennes intégrées sur substrat silicium, le substrat silicium HR permet des niveaux de gains corrects dans la gamme 0–2 dBi et une bonne efficacité alors que le substrat silicium BR conduit à des niveaux de gains nettement inférieurs à -5 dBi avec une mauvaise efficacité due à la faible valeur de résistivité du silicium qui induit une dissipation importante de l'énergie dans le substrat. L'utilisation d'une SHI avec l'antenne sur silicium BR permet une amélioration modérée des performances de l'antenne en termes de gain et d'efficacité, l'apport d'une telle structure est tout de même très important car la combinaison de l'antenne avec la SHI est plus compacte avec une épaisseur du substrat de l'ordre de  $\lambda/20$  à  $\lambda/10$ .

Dans le cas des antennes intégrées en boîtier, on peut trouver différentes technologies: céramique, organique multicouches, interposeur silicium et boîtier eWLB. Les performances (gain, efficacité, bande passante) des antennes réalisées sur ces différentes technologies sont similaires. Les principales différences sont les précisions de réalisation et les coûts. La technologie céramique est mature depuis un certain nombre d'années et est relativement onéreuse. En ce sens, l'intégration d'antennes ou réseaux d'antennes en technologie organique multicouches est de plus en plus utilisée par les acteurs industriels, parce qu'elle fournit des bonnes performances de rayonnement pour les applications à moyenne et longue portée (1–10 m). Une autre technologie explorée récemment avec d'excellentes performances de rayonnement consiste à utiliser un interposeur silicium pour avoir une haute densité d'intégration des fonctions RF et obtenir des modules plus compacts. La technologie eWLB montre des possibilités intéressantes d'intégration des antennes. Grâce aux faibles pertes et aux faibles effets parasites de la couche de substrat organique (RDL), cette technologie offre une solution de haute performance et haute

densité d’intégration. Cependant, ces approches impliquent des technologies de fabrication plus avancées avec un coût plus élevé.

Finalement, pour répondre aux exigences de coût, de performances et de complexité, l’intégration hybride est une voie prometteuse car elle permet d’avoir des gains modérés ( $\sim 2\text{--}5$  dBi) compatibles avec les applications à courte distance ( $< 1\text{m}$ ). L’utilisation des résonateurs diélectriques ou d’éléments rayonnants couplés avec une antenne d’excitation sur puce réduit fortement le coût de fabrication grâce à l’absence d’interconnexions de signaux millimétriques.



## Bibliographie

- [1] S-K. Yong, P. Xia, and A. Valdes-Garcia, “60 GHz Technology For Gbps WLAN and WPAN,” Wiley, 2011, pp.1–16.
- [2] K-C. Huang, and D.J. Edwards, “Millimetre Wave Antennas for Gigabit Wireless Communications,” Wiley, 2008, pp. 1–36.
- [3] K-C. Huang, and Z. Wang, “Millimeter Wave Communication Systems,” Wiley, 2011, pp. 71–75.
- [4] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, “Microstrip Antenna Design Handbook,” Artech House, 2001.
- [5] P.F.M. Smulders, and L.M. Correia, “Characterization of propagation in 60 GHz radio channels,” *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 9, Apr. 1997, pp. 73–80.
- [6] C.R. Anderson, and T.S. Rappaport, “In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz,” *IEEE Trans. On Wireless Communications*, vol. 3, no. 3, May 2004, pp. 922–928.
- [7] M.R Williamson, GE Athanasiadou, and A.R. Nix, “Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz,” *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 1997, pp. 635–639.
- [8] S.K. Yong, and C.C. Chong, “An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007.
- [9] S. Geng, “Performance and capacity analysis of 60 GHz WPAN channel,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no 11, Nov. 2009, pp. 2671–2675.
- [10] Y.P. Zhang, D. Liu, “Antenna-on-Chip and Antenna-in-Package Solutions to highly Integrated Millimeter-Wave Devices for Wireless Communications,” *IEEE Trans. Antennas and Wireless Propagat.*, vol. 57, no.10, Oct. 2009, pp. 1806–1814.
- [11] Y.P. Zhang, M. Sun, and L.H. Guo, “On-Chip Antennas for 60-GHz Radios in Silicon Technology,” *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, Jul. 2005, pp. 1664–1668.
- [12] S-S. Hsu, K-C. Wei, C-Y. Hsu, and H. Ru-Chuang, “A 60 GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by Using 0.18- $\mu$ m CMOS Technology,” *IEEE Electron Devices letters*, vol. 29, no. 6, Jun. 2008, pp. 625–627.
- [13] P-C. Kuo, S-S. Hsu, C-C. Lin, C-Y. Hsu, and H-R. Chuang, “A 60-GHz Millimeter-wave Triangular Monopole Antennas Fabricated Using 0.18- $\mu$ m CMOS Technology,” *The 3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control*, Jun. 2008, pp. 237.
- [14] R. Pilard, S. Montusclat, D. Gloria, F. Le Pennec, and C. Person, “Folded-slot Integrated Antenna Array for Millimeter-Wave CMOS Applications on Standard HR SOI Silicon Substrate,” *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, San Diego, 19-21 Jan. 2009, pp.1–4.

- [15] M. Barakat, C. Delaveaud, and F. Ndagijimana, “Performance of a 0.13- $\mu\text{m}$  SOI integrated 60 GHz dipole antenna,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jun. 2007, pp. 2526–2529.
- [16] A. Siligaris, N. Deparis, R. Pilard, D. Gloria, C. Loyez, N. Rolland, L. Dussopt, J. Lantéri, R. Beck, and P. Vincent, “A 60 GHz UWB impulse radio transmitter with integrated antenna in CMOS 65 nm SOI technology,” *11th IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Phoenix, AZ, 17-19 Jan. 2011, pp. 153–156.
- [17] S. Saadat, H. Mosallaei, and E. Afshari, “Radiation-efficient 60 GHz on-chip dipole antenna realised by reactive impedance metasurface,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, Issue 2, 2013.
- [18] H-C. Kuo, H-L. Yue, Y-W. Ou, C-C. Lin, and H-R. Chuang, “A 60-GHz CMOS Sub-Harmonic RF Receiver With Integrated On-Chip Artificial-Magnetic-Conductor Yagi Antenna and Balun Bandpass Filter for Very-Short-Range Gigabit Communications,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 61, no. 4, Apr. 2013, pp. 1681–1691.
- [19] T. Seki, K. Nishikawa, I. Toyoda, and S. Kubota, “Microstrip Array Antenna with Parasitic Elements Alternately Arranged Over Two Layers of LTCC Substrate for Millimeter Wave Applications,” *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Long Beach, CA, 9-11 Jan. 2007, pp. 149-152.
- [20] T. Seki, K. Nishikawa, and K. Okada, “60-GHz Multi-Layer Parasitic Microstrip Array Antenna with Stacked Rings using Multi-Layer LTCC substrate,” *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Orlando, FL, 22-24 Jan. 2008, pp. 679-682.
- [21] A. Panther, A. Petosa, M.G. Stubbs, and K. Kautio, “A wideband array of stacked patch antennas using embedded air cavities in LTCC,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 12, Dec. 2005, pp. 916-918.
- [22] A. Siligaris, O. Richard, B. Martineau, C. Mounet, F. Chaix, R. Ferragut, C. Dehos, J. Lanteri, L. Dussopt, S. D. Yamamoto, R. Pilard, P. Busson, A. Cathelin, D. Belot and P. Vincent, “A 65-nm CMOS Fully integrated transceivers module for 60-GHz Wireless HD Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 12, Dec. 2011, pp. 3005–3017.
- [23] J. Lantéri, L. Dussopt, R. Pilard, D. Gloria, S. Yamamoto, A. Cathelin, H. Hezzeddine, “60 GHz antennas in HTCC and glass technology,” 4th European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, 12-16 April 2010.
- [24] E. Cohen, M. Ruberto, M. Cohen, O. Degani, S. Ravid, and D. Ritter, “A CMOS Bidirectional 32-Element Phased-Array Transceiver at 60 GHz With LTCC Antenna,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 61, no. 3, March 2013, pp. 1359–1375.
- [25] A.L. Amadjikpè, D. Choudhury, C.E. Patterson, B. Lacroix, G.E. Ponchak, and J. Papapolymerou, “Integrated 60-GHz Antenna on Multilayer Organic Package With Broadside and End-Fire Radiation,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 61, no. 1, Jan. 2013, pp. 303–315.
- [26] W. Hong, K-H. Baek, and A. Goudelev, “Grid Assembly-Free 60-GHz Antenna Module Embedded in FR-4 Transceiver Carried Board,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 61, no. 4, April 2013, pp. 1573–1580.

- [27] U.R. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B.A. Floyd, and S.K. Reynolds, “A Chip-Scale Packaging Technology for 60-GHz Wireless Chipsets,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 54, no. 8, Aug. 2006, pp. 3387–3397.
- [28] S.K. Reynolds, B.A. Floyd, U.R. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, and M. Soyuer, “A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, Dec. 2006, pp. 2820–2831.
- [29] A. Valdes-Garcia, S.T. Nicolson, J-W. Lai, A. Natarajan, P-Y. Chen, S.K. Reynolds, J-H. Conan Zhan, D.G. Kam, D. Liu, and B. Floyd, “A Fully Integrated 16-Elements Phased-Array Transmitter in SiGe BiCMOS for 60-GHz Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, Dec. 2010, pp. 2757–2773.
- [30] D.G. Kam, D. Liu, A. Natarajan, S.K. Reynolds, and B.A. Floyd, “Organic Packages with Embedded Phased-Array Antennas for 60-GHz Wireless Chipsets,” *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Tech.*, vol. 1, no. 11, Nov. 2011, pp. 1806–1814.
- [31] D. Liu, J.A.G. Akkermans, H.C. Chen, and B.A. Floyd, “Packages With Integrated 60-GHz Aperture-Coupled Patch Antennas,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 59, no. 10, Oct. 2013, pp. 3607–3616.
- [32] W. De Raedt, K. Vaesen, S. Brebels, and E. Beyne, “RF SiP technologies enabling wireless modules,” *2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, 14-15 November 2011, Loughborough, UK.
- [33] S. Brebels, K. Mohammadpour-Aghdam, W. De Raedt, and G. Vandenbosh, “3D System-in-Package Integration of 60-GHz Aperture-Coupled Micromachined Microstrip Antennas,” *Microwave Symposium Digest (MTT)*, Anaheim, CA, 23-28 May 2010, pp. 1028–1031.
- [34] L. Dussopt, Y. Lamy, S. Joblot, J. Lantéri, H. Salti, P. Bar, H. Sibuet, B. Reig, J-F. Carpentier, C. Dehos, and P. Vincent, “Silicon Interposer with Integrated Antenna Array for Millimeter-Wave Short-Range Communications,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 17-22 jun. 2012, Montreal, Canada.
- [35] Y. Jin, J. Teyseyre, and X. Baraton, “Development and Characterization of Next Generation eWLB (embedded Wafer Level BGA) Packaging,” *12<sup>th</sup> Electronics Packaging Technology Conference*, 8-10 Dec. 2010, Singapore.
- [36] T. Meyer, K. Pressel, G. Ofner, and B. Römer, “System Integration with eWLB,” *3<sup>rd</sup> Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC)*, 13-16 Sep. 2010, Berlin, Germany.
- [37] M. Al Henawi, and M. Schneider, “Integrated Antennas in eWLB Packages for 77 GHz and 79 GHz Automotive Radar Sensors,” *European Microwave Conf.*, 10-13 October 2011, Manchester, UK.
- [38] M. Wojnowski, R. Lachner, J. Böck, C. Wagner, F. Starzer, G. Sommer, K. Pressel, and R. Weigel, “Embedded Wafer Level Ball Grid Array (eWLB) Technology for Millimeter-Wave Applications,” *13<sup>th</sup> Electronics Packaging Technology Conference*, 7-9 Dec. 2011, Singapore.

- [39] A. Hamidipour, A. Fisher, L. Maurer, and A. Stelzer, “A Rhombic Antenna Array Solution in eWLB Package for Millimeter-Wave Applications,” *European Microwave Conf.*, 29 Oct.-1 Nov. 2012, Amsterdam, The Netherlands.
- [40] J.P. Guzman, S.A. Muhammad, M. Ney, and C. Person, “Cylindrical Dielectric Resonator Antenna excited by on-chip integrated slot for a completely packaged 60 GHz front-end solution,” *European Microwave Conf. (EuMW)*, 2012.
- [41] Y-C. Ou, and G.M. Rebeiz, “On-Chip Slot-Ring and High-Gain Horn Antennas for Millimeter-Wave Wafer Scale Silicon Systems,” *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 59, no. 8, Aug. 2011, pp. 1963–1972.
- [42] J. Hasch, U. Wostradowski, S. Gaier, and T. Hansen, “77 GHz Radar Transceiver with Dual Integrated Antenna Elements,” in *Proc. German Microw. Conf.*, Mar. 2010, pp. 280–283.

## **Chapitre 2**

# **Modélisation et simulation d'antennes intégrées en technologie CMOS–SOI**

### **Introduction**

Dans la bande millimétrique, différentes considérations doivent être prises en compte pour la conception des antennes imprimées [1], comme par exemple les modes surfaciques générés dans un substrat épais qui conduit à des pertes et une diminution de l'efficacité des antennes. Dans l'état de l'art (chapitre I, paragraphe 1.3.1), différents types d'antennes intégrées sur un substrat silicium ont été cités, confirmant qu'il est plus avantageux d'utiliser un substrat silicium haute résistivité (HR) pour avoir un niveau de gain et une efficacité de rayonnement appropriés. Une étude réalisée en [2] des antennes intégrées en technologie 0.13 $\mu$ m SOI montre la faisabilité d'antennes à 60 GHz sur ce type de technologie.

Ce chapitre aborde l'étude d'antennes intégrées réalisées en technologie CMOS–SOI afin d'analyser leurs performances en impédance et rayonnement sans éléments actifs et parasites proches de l'antenne. Nous commençons par une étude de la technologie CMOS–SOI, puis nous présentons une étude en simulation d'une antenne dipôle simple afin d'évaluer ses performances sur le substrat silicium. Ensuite, nous présentons une étude en simulation d'un dipôle replié comparée à un dipôle simple.

Dans un deuxième temps, nous cherchons à améliorer les performances de l'antenne intégrée sur substrat SOI en ajoutant une antenne patch rectangulaire imprimée sur un substrat suspendu et couplée à l'antenne intégrée. Finalement, des circuits électriques équivalents sont associés à l'antenne dipôle intégrée et à l'antenne patch couplée.

## 2.1 La technologie de fabrication CMOS-SOI

La Figure 2.1a montre une vue en coupe de la technologie CMOS SOI 65-nm utilisée dans cette étude. Le substrat est constitué d'une couche de silicium HR ( $\sigma < 0.1 \text{ S/m}$ ) de  $300 \mu\text{m}$  d'épaisseur, surmonté d'une couche d'oxyde épaisse (BOX) et d'une fine couche de silicium faible résistivité utilisée pour la réalisation des composants actifs. La partie supérieure (BEOL) de la technologie comprend cinq couches de cuivre minces (M1 à M5), une couche de cuivre épais (M6) et une septième couche d'aluminium optionnelle (Alucap) utilisée pour les plots ou les inductances [3]. Les couches métalliques sont séparées par des couches diélectriques constituées d'oxyde ( $\text{SiO}_2$ ) et de nitrure ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) d'épaisseurs variables. Les couches métalliques peuvent être connectées par des vias métalliques (Figure 2.1b).

La densité des métaux dans une couche métallique (M1 à M6) doit être comprise entre 20% et 80% d'une surface de  $1 \text{ mm}^2$ . C'est pourquoi des îlots métalliques (dummies) de taille micrométrique sont ajoutés pour augmenter la densité de métal dans certaines zones ; de même, des ouvertures sont ajoutées dans les zones métalliques pour éviter d'avoir des plans métalliques pleins de grande dimension. La Figure 2.1c montre une photographie d'une coupe verticale, obtenue par microscopie électronique à balayage (MEB) ; nous pouvons distinguer les différentes couches, les îlots métalliques et la couche de passivation.

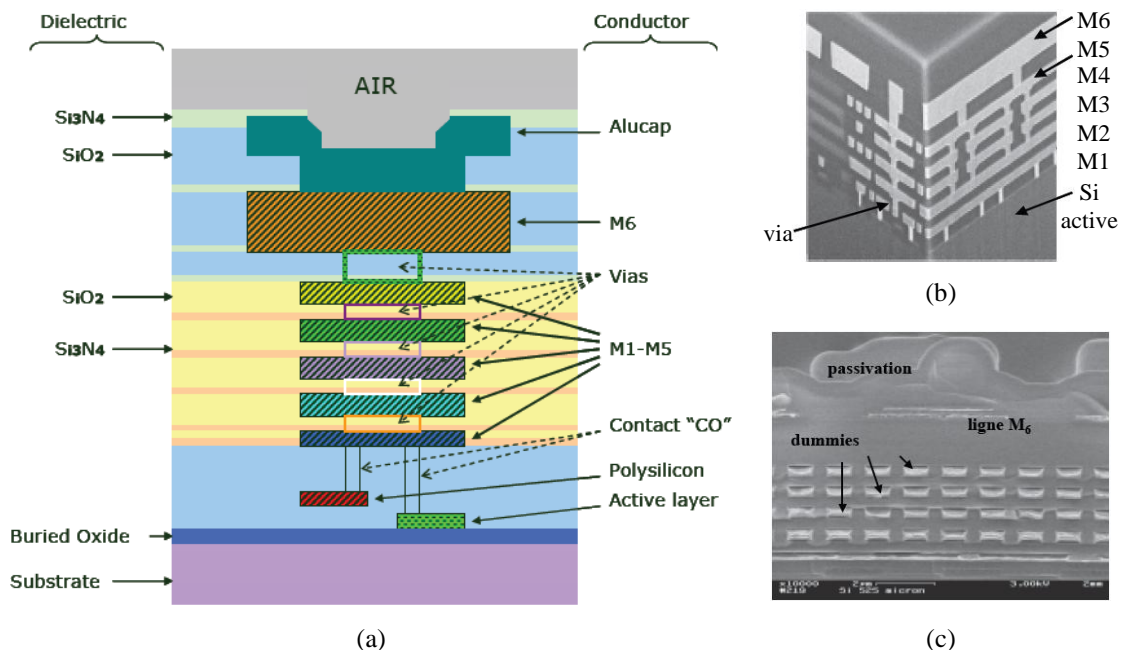


Figure 2.1 : Technologie CMOS SOI 65-nm; vue en coupe de la technologie (a), photographie des interconnexions (b) et des îlots métalliques (dummies) (c) [3].

Dans le but d'avoir un modèle de simulation d'une antenne intégrée sur une structure multicouche aussi complexe, il faut utiliser un modèle simplifié de la technologie afin de limiter le nombre de tétraèdres nécessaires pour mailler la structure, limiter la quantité de mémoire nécessaire et éviter des temps de simulation excessifs. Ainsi, les considérations suivantes sont utilisées afin de s'adapter aux ressources informatiques disponibles:

- Les îlots métalliques ne sont pas pris en compte dans le modèle de simulation.
- Les couches diélectriques sont combinées en une seule couche équivalente.
- Quelques couches métalliques sont combinées afin d'éviter les vias métalliques d'interconnexion. L'épaisseur de la couche métallique M6 c'est un empilement du métal 6 en cuivre et du métal Alucap en aluminium.

La Figure 2.2 représente le modèle de Krasweski [5] pour deux couches diélectriques d'épaisseur  $h_i$  et  $h_h$ . L'expression 2.1 donne la permittivité relative ( $\epsilon_{r-eq}$ ) d'une couche diélectrique équivalente de même épaisseur.

$$\epsilon_{r-eq} = \left[ \sqrt{\epsilon_h} + \frac{h_i}{h_i + h_h} (\sqrt{\epsilon_i} - \sqrt{\epsilon_h}) \right]^2 \quad (2.1)$$

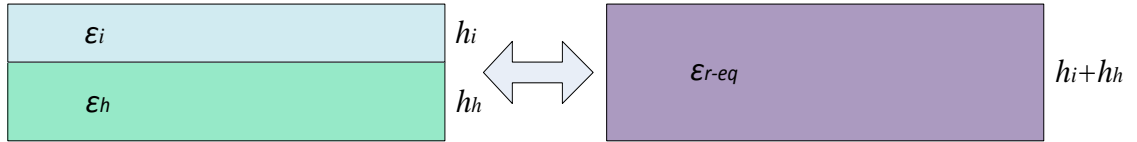


Figure 2.2 : Substrat équivalent de Krasweski

Après avoir effectué les simplifications appropriées, la Figure 2.3 montre la structure multicouche équivalente. Le tableau 2.1 montre les épaisseurs et les caractéristiques électriques de chaque matériau de la technologie simplifiée CMOS SOI 65-nm utilisée dans le simulateur électromagnétique 3D ANSYS–HFSS.

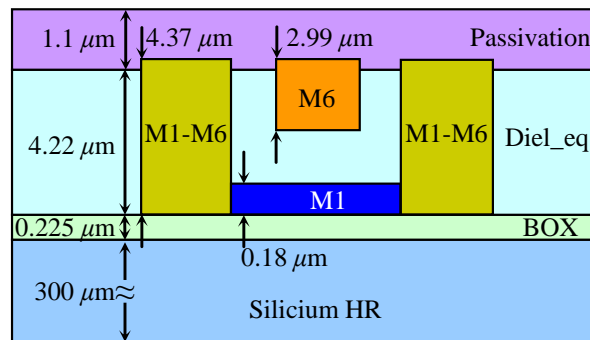


Figure 2.3 : Modèle simplifié de la technologie CMOS SOI 65-nm.

Tableau 2.1 : Caractéristiques électriques de chaque matériau utilisé dans le modèle simplifié.

Matériau	Épaisseur	Permittivité ( $\epsilon_r$ )	tangente de pertes ( $\tan\delta$ )	Conductivité ( $\sigma$ )
Métal M1–M6	4.37 $\mu\text{m}$	-	-	27 MS/m
Métal M6	2.99 $\mu\text{m}$	-	-	35 MS/m
Métal M1	0.18 $\mu\text{m}$	-	-	41 MS/m
Passivation	1.1 $\mu\text{m}$	5.77	0.004	0 S/m
Diel_eq	4.22 $\mu\text{m}$	3.8	0.004	0 S/m
BOX	0.225 $\mu\text{m}$	4	0.004	0 S/m
Silicium HR	300 $\mu\text{m}$	11.7	0.004	0.1 S/m

## 2.2 Antenne dipôle intégrée

Une antenne dipôle imprimé a été choisie pour débiter cette étude parce que c'est un élément rayonnant simple et très connu dans la théorie des antennes [6]–[8]. Dans ce paragraphe, nous étudierons par simulation électromagnétique les principaux paramètres d'intérêt (coefficient de réflexion, largeur de bande, impédance d'entrée, gain et efficacité de rayonnement) de l'antenne dipôle sur substrat SOI. Les dimensions de ce substrat sont fixées à  $2 \times 1 \text{ mm}^2$  et une métallisation d'aluminium est réalisée sur la face arrière du silicium HR. Nous utilisons le modèle simplifié de la technologie SOI et l'antenne dipôle est intégrée sur la couche métallique la plus haute (M6, Figure 2.4) car c'est la seule couche métallique ayant une épaisseur supérieure à l'épaisseur de peau dans le cuivre ( $0.3 \mu\text{m}$ ) à 60 GHz.

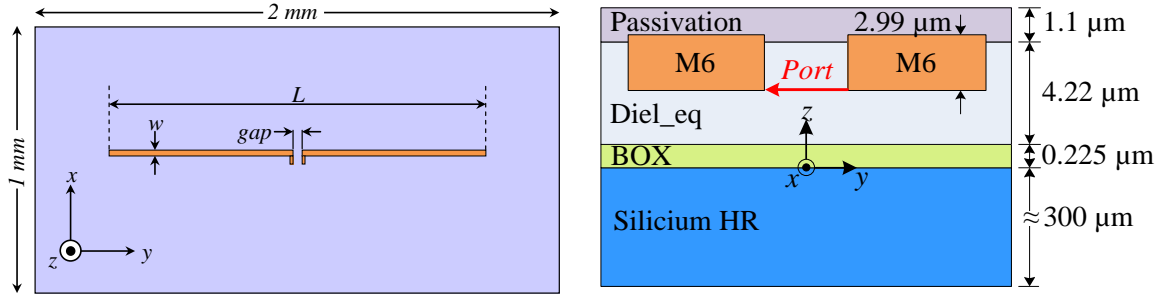
Le dimensionnement initial du dipôle peut être fait en utilisant la formule suivante donnant la longueur du dipôle ( $L$ ) à la première résonance série [9],[10]:

$$L = 0.48\lambda = 0.48 \left( \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{r\_eff}}} \right) \quad (2.2)$$

Où:

- $\lambda$  : Longueur d'onde
- $f$  : Fréquence de fonctionnement
- $c$  : Vitesse de lumière dans le vide ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ )
- $\epsilon_{r\_eff}$  : Permittivité effective du substrat




 Figure 2.4 : Antenne dipôle sur substrat SOI ( $w = 20 \mu\text{m}$ ,  $gap = 8 \mu\text{m}$  et  $L = 878 \mu\text{m}$ ).

Bien que la formule précédente soit établie pour un dipôle sans plan de masse, elle fournit tout de même un bon ordre de grandeur de départ ; elle donne une longueur  $L$  de  $707 \mu\text{m}$  pour une fréquence de  $60 \text{ GHz}$  et une permittivité effective de  $11.53$  calculée en utilisant le modèle de Krasweski. Après une phase de réglage par simulation pour ajuster la résonance à  $60 \text{ GHz}$ , une valeur  $L = 878 \mu\text{m}$  est finalement retenue.

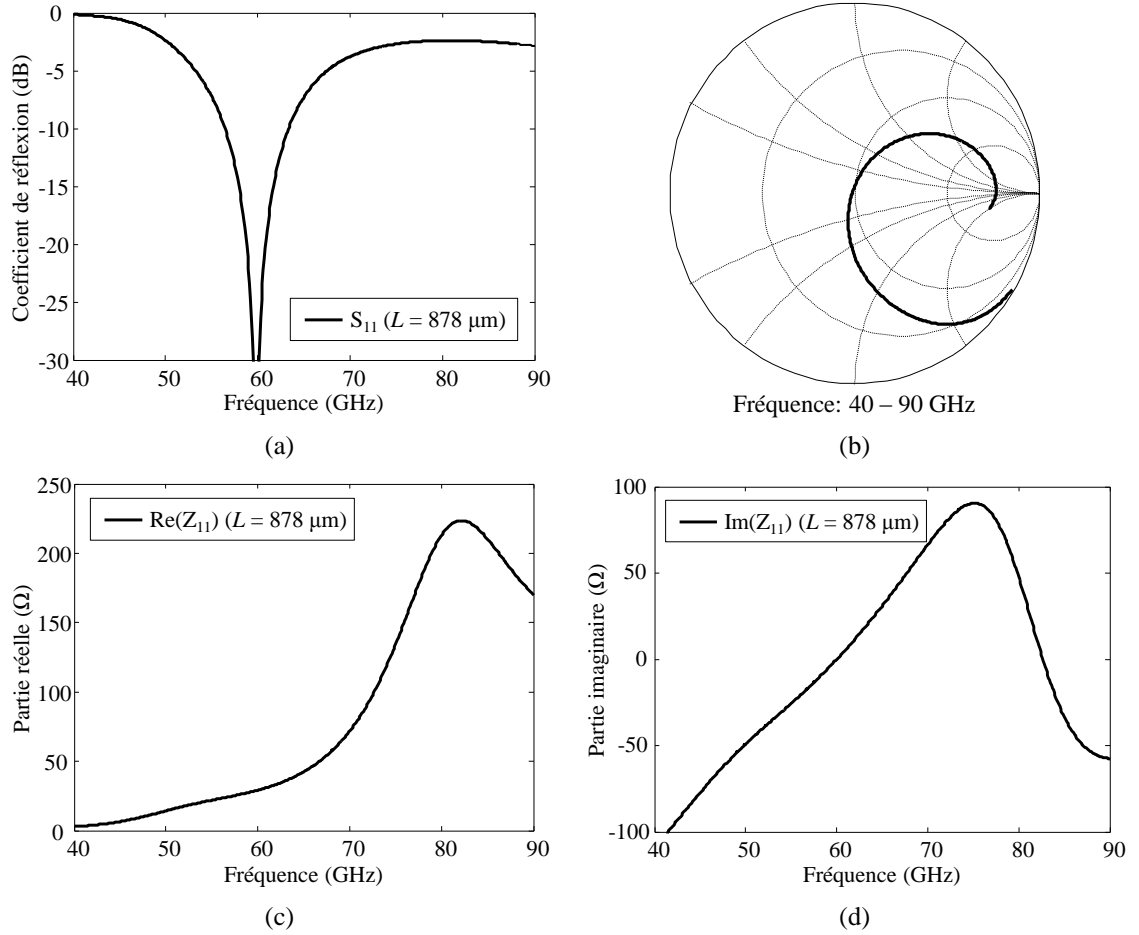


Figure 2.5 : Antenne dipôle simple; coefficient de réflexion (a)(b); impédance de l'antenne dipôle; partie réelle (c) et imaginaire (d) de l'impédance.

Le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) détermine le niveau d'adaptation entre l'antenne et la source d'alimentation, ainsi que la bande passante de l'antenne. Le résultat de simulation du coefficient de réflexion est montré sur les Figure 2.5a,b, lesquelles sont normalisées à  $33.2 \Omega$  ; cette valeur correspond à l'impédance de l'antenne à la résonance à 59.8 GHz. La bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) est de 6.8 GHz (56.5–63.3 GHz, 11.4%).

Les Figure 2.6c,d montrent la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne. La partie réelle est de  $33.2 \Omega$  à 60 GHz et varie, sur la plage 25.1–38.4  $\Omega$  sur la bande passante ; la partie imaginaire varie de -17.3 à 21.0  $\Omega$  sur la bande passante.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle à 60 GHz dans les deux plans principaux sont présentés sur la Figure 2.6a. Le faisceau principal de rayonnement est orienté dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) avec un gain maximal de 4.24 dBi, le rapport avant-arrière est de 6.12 dB. La Figure 2.6b présente l'évolution de l'efficacité de rayonnement avec une efficacité supérieure à 85% sur la bande 50–90 GHz, l'efficacité à 60 GHz est de 90.9%.

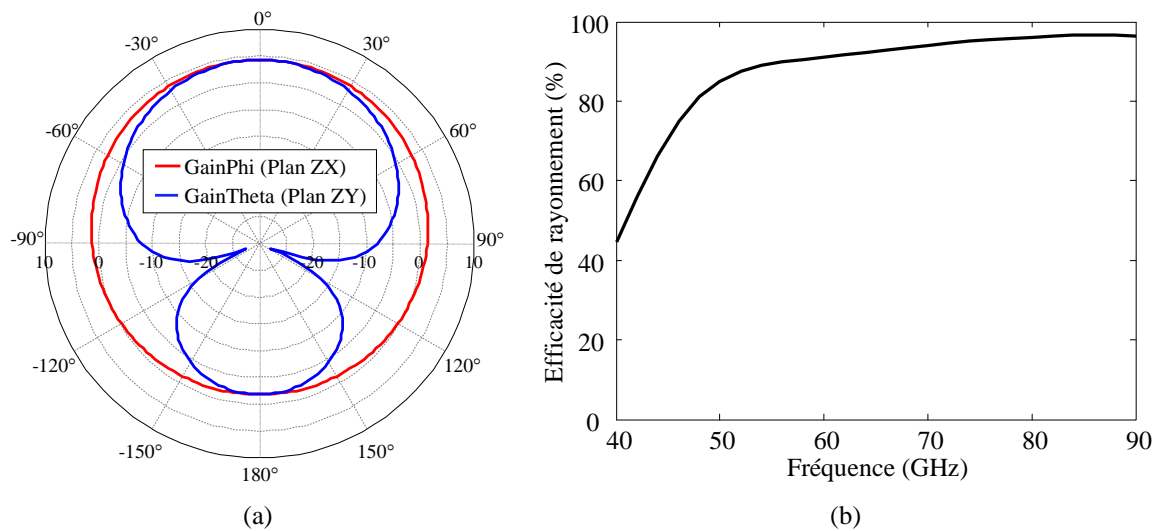


Figure 2.6 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz (a) et efficacité de rayonnement (b) de l'antenne dipôle sur substrat SOI.

Dans cette partie, nous avons donc montré qu'une antenne dipôle sur substrat silicium HR peut générer une très bonne efficacité de rayonnement (90.9% à 60 GHz) et un bon niveau de gain (4.24 dBi). L'impédance est relativement faible ( $33.2 \Omega$ ) mais pourrait facilement être adaptée à  $50 \Omega$  au moyen d'un circuit d'adaptation simple. En revanche, la bande passante (6.8 GHz) n'est pas suffisante pour couvrir toute la bande visée (57–66 GHz). Pour cette raison, nous proposons par la suite une nouvelle structure afin d'obtenir de meilleures performances en bande passante.

## 2.3 Antenne dipôle replié intégrée

Dans le but d'obtenir de meilleures performances, une variante de l'antenne dipôle est considérée. Il s'agit d'une antenne dipôle replié qui, typiquement, a une impédance de l'ordre de quatre fois celle d'un dipôle demi-onde classique et offre une meilleure bande passante.

### 2.3.1 Principe

Un dipôle replié est une structure formée par deux dipôles parallèles court-circuités à leurs extrémités et dont l'un d'eux est alimenté par un générateur. Le dipôle replié peut s'analyser en considérant deux modes principaux (Figure 2.7) : mode impair (mode ligne de transmission) et mode pair (mode antenne) [9],[10].

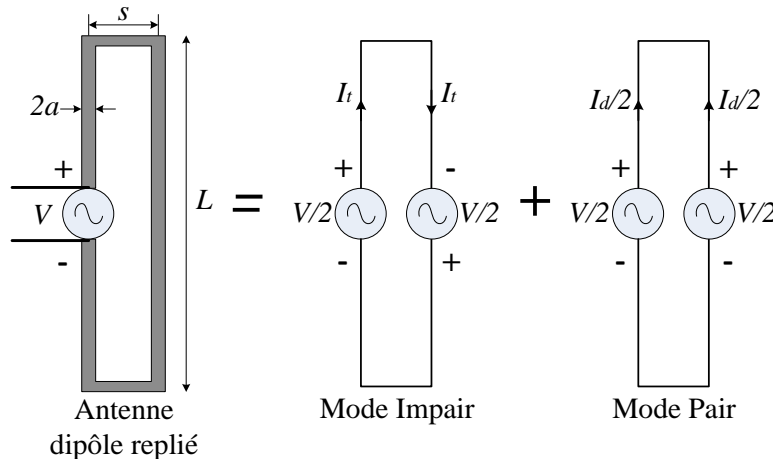


Figure 2.7 : Antenne dipôle replié décomposé en un mode pair et un mode impair.

Pour estimer l'impédance d'entrée du dipôle replié ( $Z_{dd}$ ), on utilise l'expression 2.3 qui est fonction de l'impédance d'un dipôle simple ( $Z_d$ ), de l'impédance d'un stub court-circuité ( $Z_t$ ) donnée par l'expression 2.4 et l'impédance caractéristique ( $Z_0$ ) donnée par l'expression 2.5. Ceci nous conduit au circuit équivalent présenté sur la Figure 2.8.

$$Z_{dd} = \frac{4Z_t Z_d}{2Z_d + Z_t} \quad (2.3)$$

$$Z_t = jZ_0 \tan\left(\pi \frac{L}{\lambda}\right) \quad (2.4)$$

$$Z_0 = 0.733\eta \log_{10}\left(\frac{s}{a}\right) \quad (2.5)$$

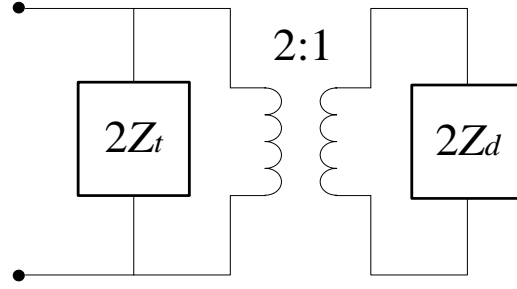


Figure 2.8 : Circuit équivalent de l'antenne dipôle replié.

Ce schéma équivalent montre clairement que, dans le cas particulier où  $L = \lambda/2$  et où la valeur de  $Z_t$  est donc infinie, le dipôle replié possède une impédance quatre fois supérieure à celle du dipôle simple ( $Z_{dd} = 4Z_d$ ). Les expressions précédentes sont valides si la largeur du dipôle replié ( $s$ ) est telle que  $s \ll \lambda$  (en pratique, nous aurons par la suite  $s \approx \lambda/100$ ).

### 2.3.2 Simulation de l'antenne

Nous allons maintenant estimer les principales caractéristiques de l'antenne dipôle replié par simulation électromagnétique. La structure est réalisée sur un substrat de dimension  $2 \times 1 \text{ mm}^2$  (Figure 2.9) en utilisant le modèle simplifié de la technologie SOI présenté précédemment.

L'antenne est réalisée sur la couche métallique la plus haute (M6). Nous remarquons que si le dipôle replié possède la même longueur que le dipôle simple ( $L = 878 \text{ }\mu\text{m}$ ), sa fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences; il faut donc réduire sa longueur afin d'obtenir une fréquence de résonance proche de 60 GHz.

Finalement, les dimensions choisies sont les suivantes :  $L = 788 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $gap = 8 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $w_1 = w_2 = w_3 = 20 \text{ }\mu\text{m}$ , et  $s = 50 \text{ }\mu\text{m}$ .

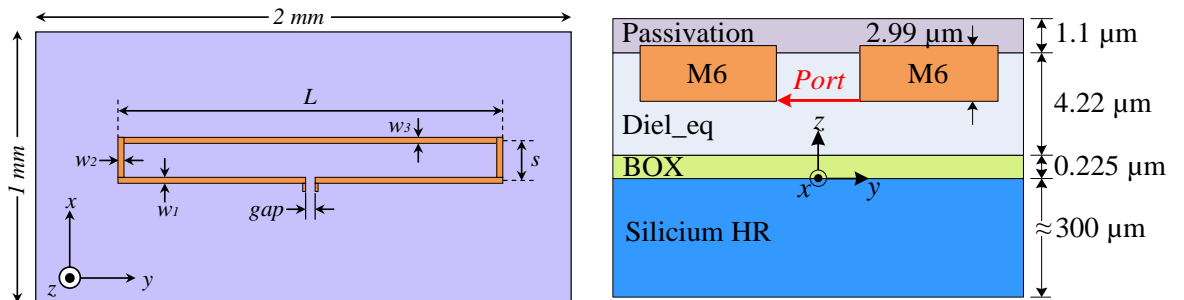


Figure 2.9 : Description de la géométrie de l'antenne dipôle replié sur substrat SOI.

Les Figure 2.10a,b montrent les coefficients de réflexion pour l'antenne dipôle replié ( $L = 788 \mu\text{m}$ ) et l'antenne dipôle simple ( $L = 878 \mu\text{m}$ ) ; dans le cas du dipôle replié, le coefficient de réflexion est normalisé à  $103.8 \Omega$ . Nous notons pour cette nouvelle antenne une résonance à  $59.8 \text{ GHz}$  et un élargissement de la bande passante ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) à  $8.8 \text{ GHz}$  ( $55.5\text{--}64.3 \text{ GHz}$ ,  $14.7\%$ ).

Les Figure 2.10c,d montrent l'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance du dipôle replié et du dipôle simple. Le dipôle replié présente une résonance parallèle à  $44.25 \text{ GHz}$  avec une partie réelle de l'impédance de l'ordre de  $1.83 \text{ k}\Omega$ . Sur la bande passante autour de la résonance série, la partie réelle de l'impédance est relativement stable ( $114.7\text{--}118.6 \Omega$ ) et la partie imaginaire varie rapidement entre  $-71.8$  et  $+71.8 \Omega$ . Malgré cette variation de la partie imaginaire plus rapide que celle du dipôle simple, la stabilité de la partie réelle en fonction de la fréquence conduit à une bande passante légèrement plus large.

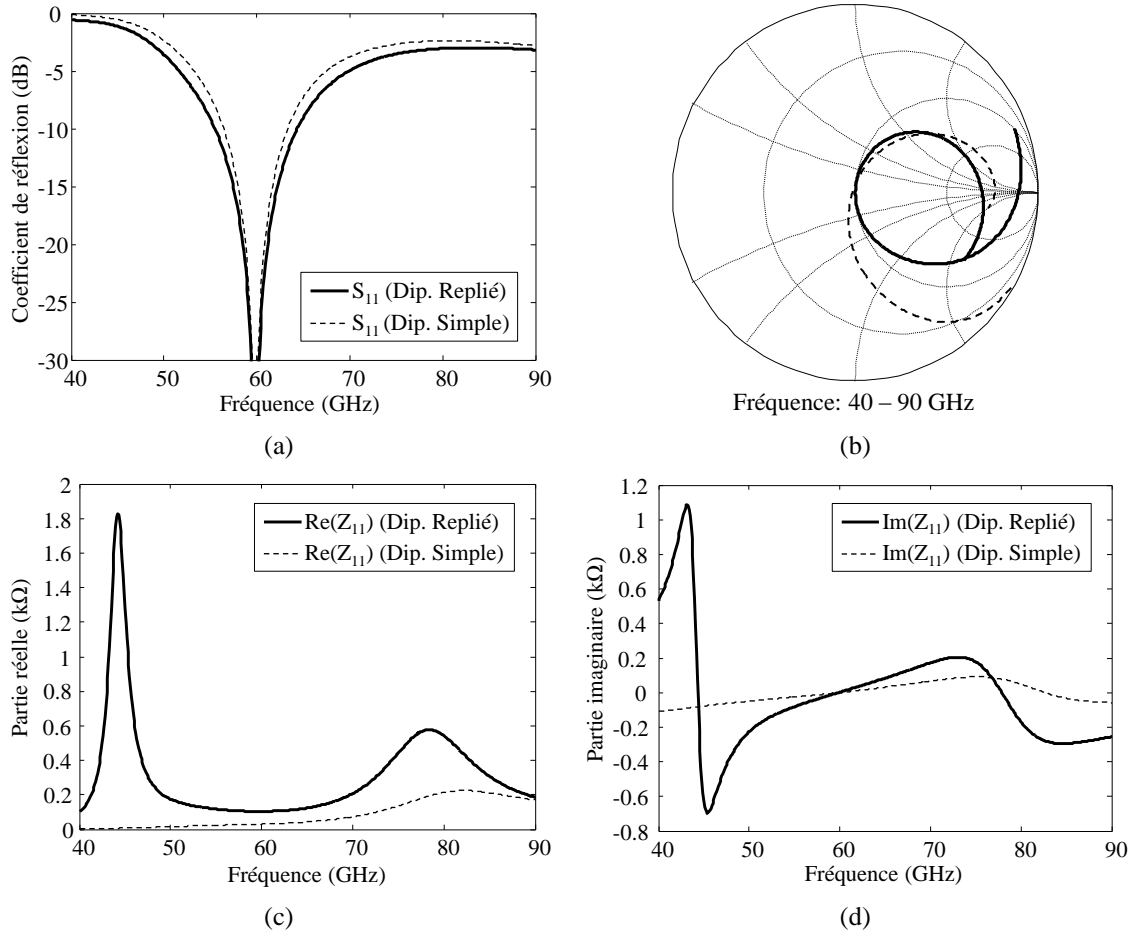


Figure 2.10 : Antenne dipôle replié ( $L = 788 \mu\text{m}$ , traits pleins) et dipôle simple ( $L = 878 \mu\text{m}$ , traits pointillés); coefficient de réflexion (a)(b). Impédances des antennes; parties réelles (c) et imaginaires (d).

Le diagramme de rayonnement de l’antenne dipôle replié à 60 GHz dans le plan ZY est présenté sur la Figure 2.11a. On peut vérifier que ce diagramme est similaire à celui de l’antenne dipôle simple. Le gain maximal est de 4.26 dBi et le rapport avant-arrière est de 6.1 dB. La Figure 2.11b montre l’évolution de l’efficacité de rayonnement qui est similaire pour les deux antennes, l’efficacité du dipôle replié est de 91.8% à 60 GHz.

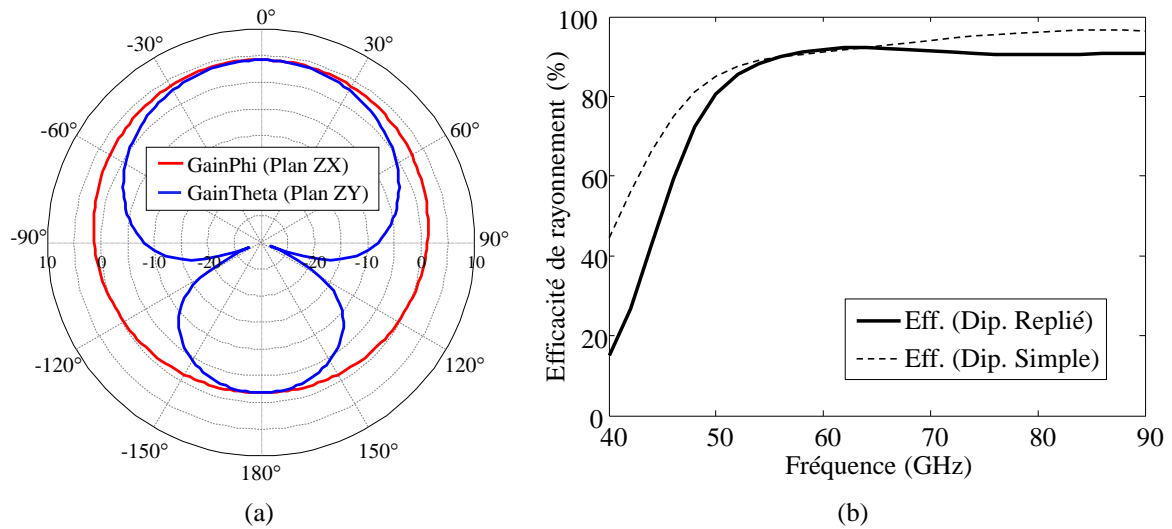


Figure 2.11 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz (a) et efficacité de rayonnement (b) de l’antenne dipôle replié sur substrat SOI.

Dans cette partie, nous avons donc montré qu’une antenne dipôle replié sur substrat silicium HR présente des caractéristiques de rayonnement similaires à celles du dipôle simple, une bande passante plus large (8.8 GHz) et une impédance plus élevée (103.8  $\Omega$ ). Afin d’augmenter le gain et élargir encore la bande passante, une nouvelle structure antennaire est proposée dans le paragraphe suivant.

## 2.4 Antenne patch couplée au dipôle replié

Dans le but d’améliorer les performances de l’antenne intégrée sur silicium, un élément rayonnant supplémentaire (antenne patch) sera imprimé sur un substrat externe [11]. Ce substrat est placé au-dessus du dipôle replié avec une distance suffisante pour obtenir un bon couplage électromagnétique entre les deux antennes. Cette technique est bien connue et utilisée dans d’autres travaux de recherche reportés dans l’état de l’art de ce manuscrit (paragraphe 1.3.2.2). Dans cette partie, nous discutons donc le fonctionnement et le dimensionnement d’une antenne patch rectangulaire couplée au dipôle replié. Il est prévu que l’ajout d’un élément rayonnant externe modifie l’adaptation et le gain de l’antenne. Une phase d’optimisation sera donc réalisée par simulation électromagnétique.

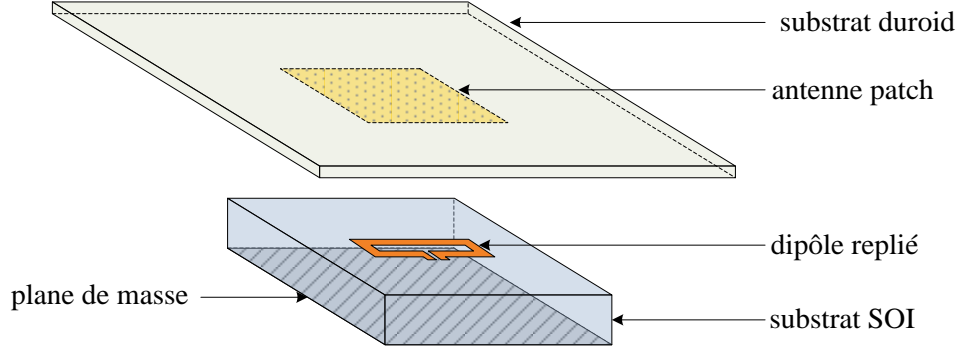


Figure 2.12 : Antenne patch couplée à une antenne dipôle replié.

Pour dimensionner l’antenne patch, il faut d’abord choisir le substrat diélectrique approprié sous lequel sera positionnée l’antenne. Un substrat épais sera mécaniquement résistant, mais par contre risque de dégrader les performances par les pertes diélectriques et les pertes par ondes de surface. La constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) du substrat sera choisie de préférence de faible valeur afin de minimiser les pertes par ondes de surface. De même, la tangente de perte ( $\tan\delta$ ) du substrat doit être minimale. Pour ces raisons, nous avons choisi un substrat faible permittivité et faibles pertes (Rogers RT Duroid 5880 [13]) avec une permittivité  $\epsilon_r = 2.2$  et une tangente de perte  $\tan\delta = 0.0009$ . Parmi les épaisseurs standards disponibles pour ce matériau, la valeur minimale de  $127\ \mu\text{m}$  est choisie.

#### 2.4.1 Simulation de l’antenne

Dans cette partie, nous simulons l’antenne patch couplée avec le dipôle replié pour connaître ses performances. La Figure 2.13 représente le prototype avec les différents paramètres à optimiser. Les dimensions du patch sont définies comme suit: longueur ( $L_{patch}$ ) selon le plan E, et largeur ( $W_{patch}$ ) selon le plan H. Le substrat Duroid d’épaisseur ( $t_{duroid}$ ) a pour dimensions  $4 \times 3\ \text{mm}^2$  et il est placé à une hauteur ( $H_{duroid}$ ) de l’antenne dipôle replié et sans aucun support. Ce modèle reste donc approché puisque nous négligeons les effets du support du substrat.

Afin d’initier l’optimisation de cette antenne, nous choisissons une hauteur  $H_{duroid} = 500\ \mu\text{m}$  ( $\lambda/10$ ) entre le dipôle replié et le patch afin d’avoir un niveau de couplage significatif. Les dimensions initiales du patch sont calculées en suivant la procédure théorique détaillée en annexe A.1 et issue de [14] qui donne une longueur  $L_{patch} = 1.45\ \text{mm}$  et une largeur  $W_{patch} = 1.25\ \text{mm}$ .

En gardant le dipôle replié aux mêmes dimensions que dans le paragraphe 2.3.2 avec une longueur  $L = 788\ \mu\text{m}$ , la fréquence centrale de la bande passante obtenue se situe autour de  $50\ \text{GHz}$  seulement.

Après une phase d'optimisation par simulation afin de couvrir au mieux la bande 60 GHz, les dimensions retenues sont les suivantes :  $t_{duroid} = 127 \mu\text{m}$ ,  $H_{duroid} = 420 \mu\text{m}$ ,  $L_{patch} = 1.34 \text{ mm}$ ,  $W_{patch} = 0.8 \text{ mm}$  et  $L = 925 \mu\text{m}$ .

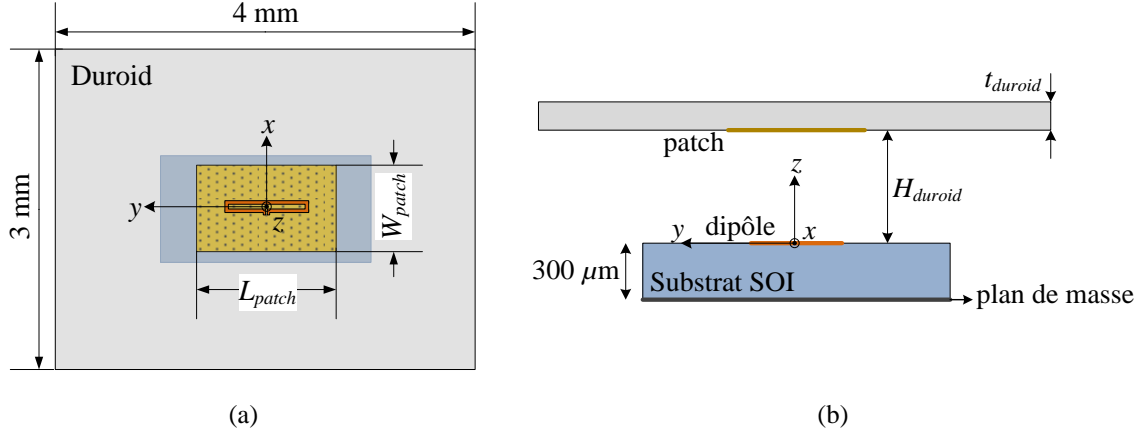


Figure 2.13 : Modèle de simulation de l'antenne patch couplée au dipôle replié.

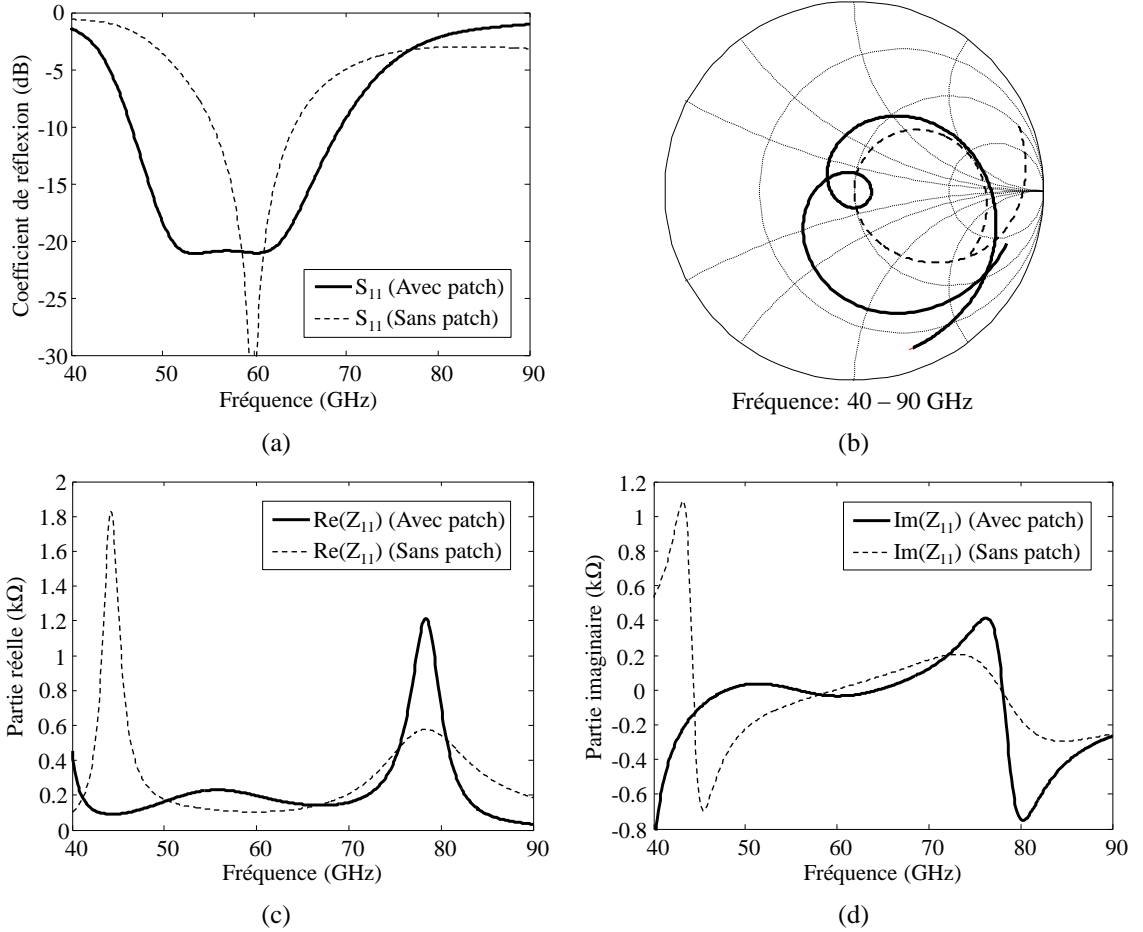


Figure 2.14 : Antenne dipôle replié seule (traits pointillés) et avec patch couplé (traits pleins); coefficient de réflexion (a)(b); parties réelles (c) et imaginaires (d) de l'impédance des antennes.



Les Figure 2.14a,b montrent les coefficients de réflexion et l'impédance pour l'antenne dipôle replié avec et sans patch couplé; dans le cas avec patch, le coefficient de réflexion est normalisé à  $192 \Omega$ . Nous notons pour cette nouvelle antenne l'apparition d'une boucle sur la courbe d'impédance, ce qui aboutit à un élargissement considérable de la bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) à 22.4 GHz (46.6–69 GHz, 39.3%) centrée autour de 57 GHz.

Les Figure 2.14c,d montrent l'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance du dipôle replié avec et sans patch couplé. Avec patch couplé, la partie réelle de l'impédance varie sur la bande passante entre une valeur maximale de  $229.9 \Omega$  à 55.8 GHz et minimale de  $140.4 \Omega$  à 66.8 GHz. La partie imaginaire est plus stable que celle du dipôle replié sans patch couplé avec une valeur maximale de  $36.2 \Omega$  à 51.4 GHz et minimale de  $-34.2 \Omega$  à 60.1 GHz. Malgré la variation de la partie réelle légèrement plus rapide que celle du dipôle replié sans patch couplée, la stabilité de la partie imaginaire en fonction de la fréquence conduit à une bande passante beaucoup plus large.

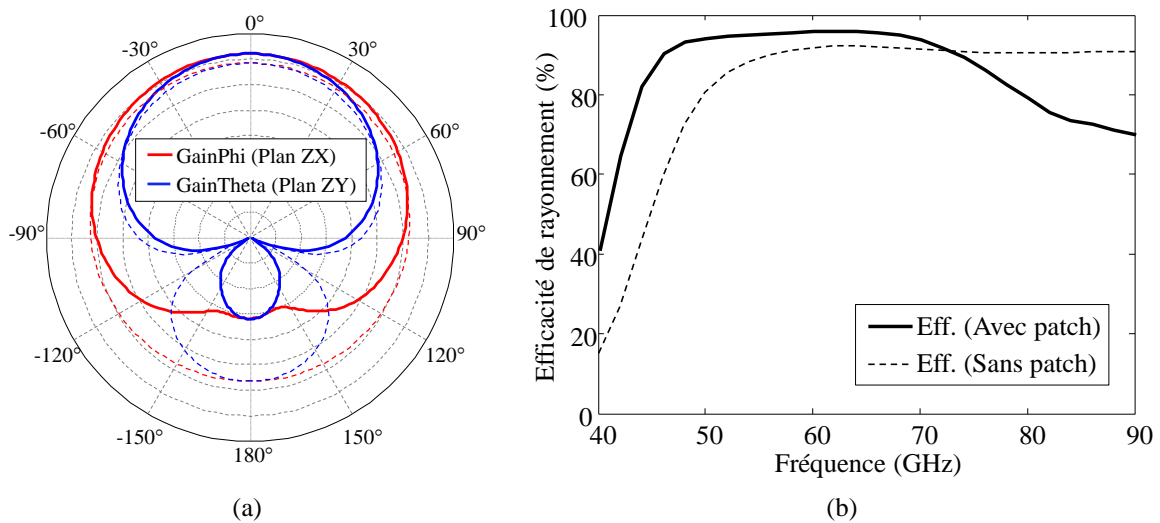


Figure 2.15 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz (a) et efficacité de rayonnement (b) de l'antenne dipôle replié seule (traits pointillés) et avec patch couplé (traits pleins).

La Figure 2.15a montre les diagrammes de rayonnement à 60 GHz dans les deux plans principaux de rayonnement (plans ZX et ZY). Nous observons clairement l'augmentation du gain dans l'axe quand l'antenne patch est couplée avec le dipôle replié (6.11 dBi) par rapport au cas de l'antenne dipôle replié seule (4.26 dBi). Nous remarquons aussi une amélioration du rapport avant arrière (20.2 dB) grâce au patch qui focalise le rayonnement vers le demi-espace supérieur. La largeur de faisceau à 3 dB est de  $128^\circ$  dans le plan ZX et  $76^\circ$  dans le plan E.

Nous remarquons que le niveau de gain sur les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ) est autour de

0.15 dBi dans le plan ZX.

La Figure 2.15b montre l’évolution de l’efficacité de rayonnement en fonction de la fréquence pour les deux cas précédents. Nous obtenons une efficacité de rayonnement supérieure à 90% sur toute la bande passante et une légère augmentation de l’efficacité de rayonnement de 96% à 60 GHz.

#### 2.4.2 Etude paramétrique

Nous présentons ici une étude paramétrique de la structure antenne précédente afin de montrer l’influence de chaque paramètre sur le coefficient de réflexion et l’impédance de l’antenne. Les valeurs nominales de chaque paramètre sont les suivantes :  $t_{duroid} = 127 \mu\text{m}$ ,  $H_{duroid} = 420 \mu\text{m}$ ,  $L_{patch} = 1.34 \text{ mm}$ ,  $W_{patch} = 0.8 \text{ mm}$  et  $L = 925 \mu\text{m}$ .

La Figure 2.16a montre le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la hauteur du patch  $H_{duroid}$  variant entre 200 et 700  $\mu\text{m}$ . Nous notons que son augmentation induit une réduction de la taille de la boucle, ce qui traduit une diminution du niveau couplage entre le dipôle replié et le patch. Nous notons aussi que pour une valeur de  $H_{duroid}$  supérieur à 600  $\mu\text{m}$ , le couplage entre le dipôle replié et le patch devient si faible que la réponse du coefficient de réflexion s’approche de la réponse du coefficient de réflexion de l’antenne dipôle replié seule. A l’inverse, une diminution de  $H_{duroid}$  augmente le niveau de couplage et déplace le lieu d’impédance dans la zone capacitive.

Sur la Figure 2.16b, nous pouvons voir l’impact de  $L_{patch}$  pour différentes valeurs entre 1.25 et 1.5 mm sur le coefficient de réflexion. Nous notons que l’augmentation de la valeur  $L_{patch}$  induit un effet similaire à  $H_{duroid}$ , à savoir une baisse du niveau de couplage et un déplacement vers la zone inductive.

D’après la Figure 2.16c, la largeur du patch ( $W_{patch}$ ) a peu d’influence sur le lieu d’impédance pour des variations modérées. Néanmoins, ce paramètre permet de régler l’adaptation de l’antenne.

Enfin, la Figure 2.16d montre le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $L$  sur une plage entre 875 et 1000  $\mu\text{m}$ . L’impédance est très sensible à ce paramètre. Nous notons que ce paramètre a peu d’influence sur le niveau de couplage (taille de la boucle sur le lieu d’impédance) mais a un effet sur la partie réactive de l’impédance opposé à celui de  $H_{duroid}$  ou  $L_{patch}$ .

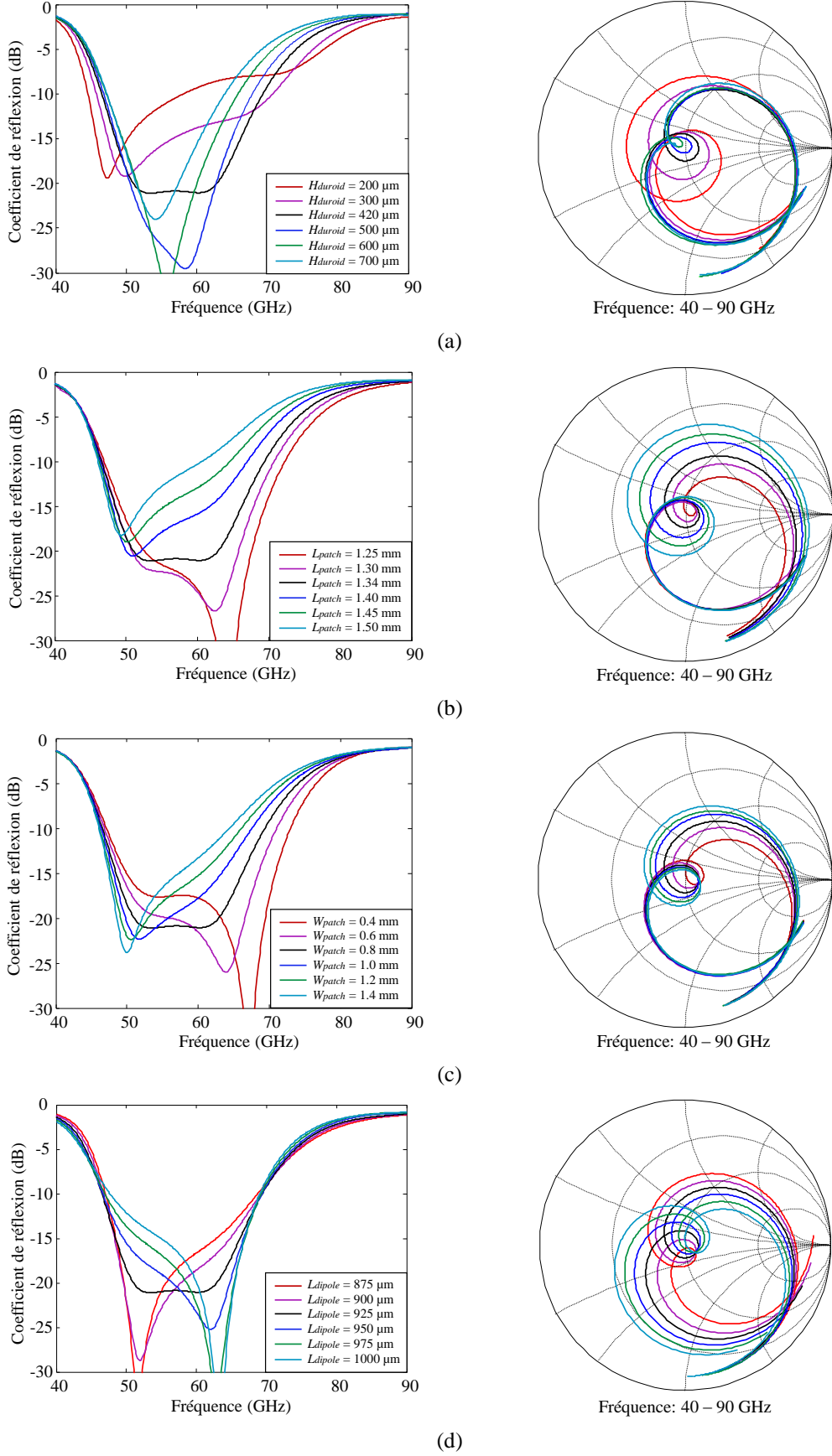


Figure 2.16 : Module du coefficient de réflexion et impédance de l'antenne dipôle replié avec patch couplé en fonction de  $H_{duroid}$  (a),  $L_{patch}$  (b),  $W_{patch}$  (c) et  $L_{dipole}$  (d).

Sur la Figure 2.17a, nous pouvons voir l'impact de  $t_{duroid}$  sur le coefficient de réflexion pour toutes les épaisseurs standards disponibles de ce matériau. Nous notons un petit effet sur l'impédance lorsque  $t_{duroid}$  passe de 127 à 254  $\mu\text{m}$ , puis ensuite un très faible effet au-delà de 254  $\mu\text{m}$ .

Néanmoins, ce paramètre joue plutôt sur le gain et l'efficacité de rayonnement (Figure 2.17b,c). Sur le diagramme de rayonnement à 60 GHz, nous notons que pour une augmentation de la valeur  $t_{duroid}$ , le gain dans l'axe devient légèrement plus élevé: 6.11 dBi (127  $\mu\text{m}$ ), 6.51 dBi (254  $\mu\text{m}$ ), 6.72 dBi (381  $\mu\text{m}$ ) et 6.9 dBi (508  $\mu\text{m}$ ) mais le rapport avant-arrière devient plus faible : 20.2 dB (127  $\mu\text{m}$ ), 15.6 dB (254  $\mu\text{m}$ ), 11.95 dB (381  $\mu\text{m}$ ) et 9.62 dB (508  $\mu\text{m}$ ). D'autre part, l'efficacité varie très peu : 95.96% (127  $\mu\text{m}$ ), 95.71% (254  $\mu\text{m}$ ), 95.18% (381  $\mu\text{m}$ ) et 95.3% (508  $\mu\text{m}$ ).

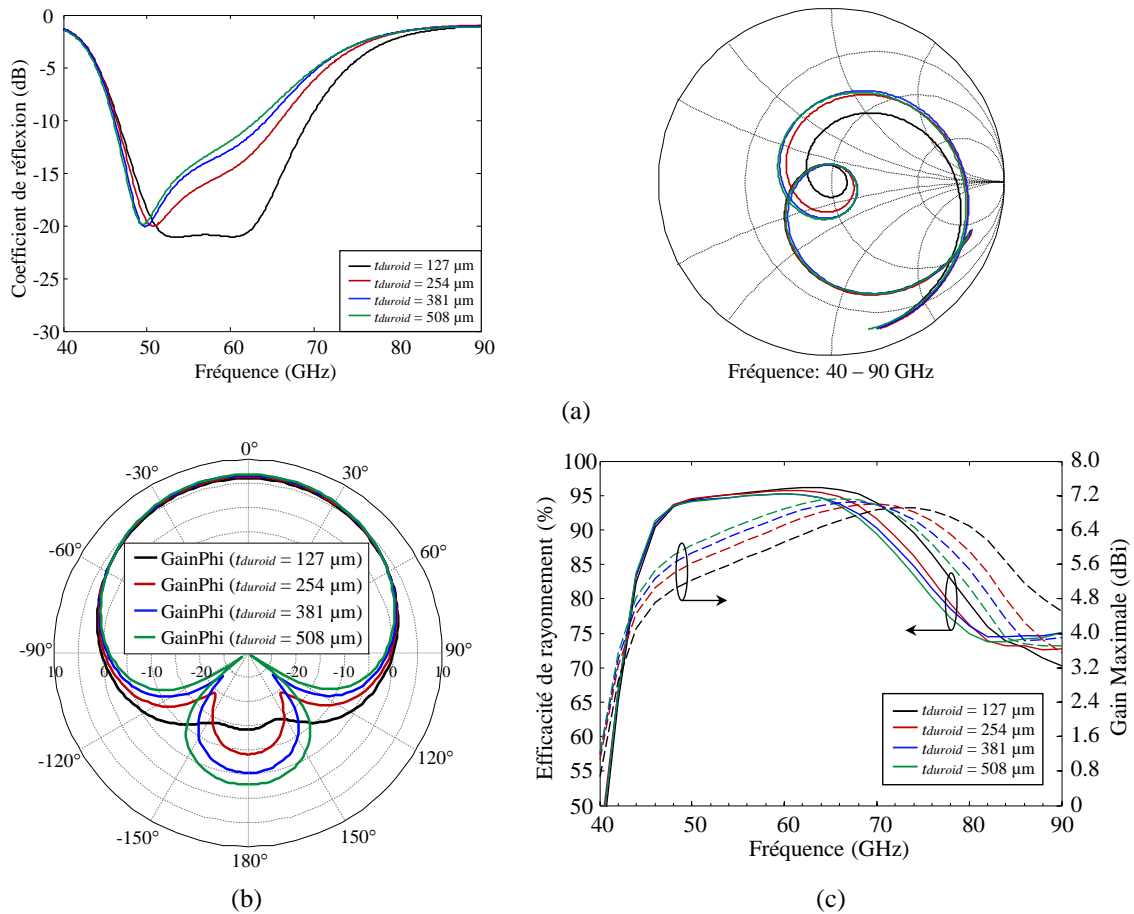


Figure 2.17 : Coefficient de réflexion (a), diagramme de rayonnement à 60 GHz dans le plan ZX, efficacité de rayonnement et gain maximal ( $\theta = 0^\circ$ ) (c) pour plusieurs valeurs de  $t_{duroid}$ .

### 2.4.3 Adaptation de l'antenne

Dans cette partie, une ligne de transmission CPS (Coplanar Strip) est utilisée pour alimenter l'antenne (antenne patch couplée au dipôle replié). Une ligne CPS comprend deux lignes microrubans de largeurs  $w_1$  et  $w_2$  séparées par une distance  $gap$  (Figure 2.18a), cette ligne CPS conduit un mode de transmission différentiel vers l'élément rayonnant. Nous supposons que la ligne CPS est symétrique ( $w_1 = w_2 = b$ ). Cette ligne est placée en entrée de l'antenne (Figure 2.18b).

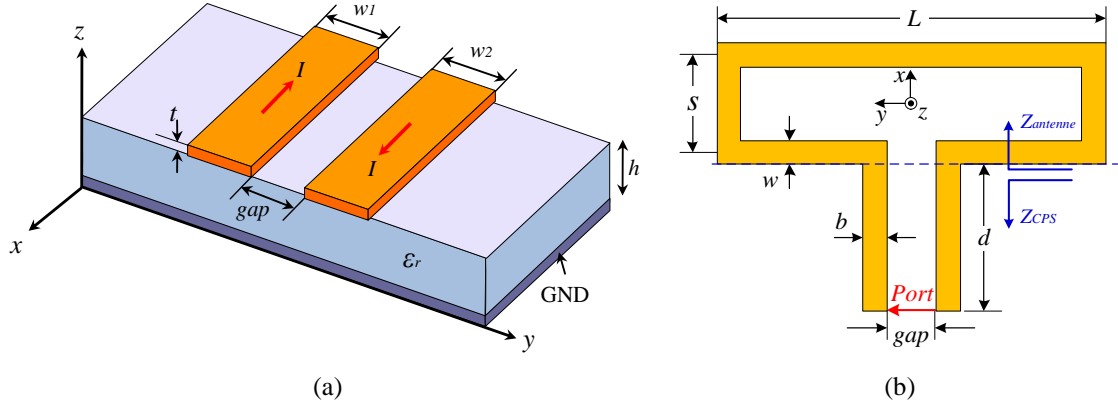


Figure 2.18 : Ligne de transmission CPS (a) et connexion de cette ligne CPS à l'antenne dipôle replié (b).

Afin d'optimiser le transfert d'énergie entre une source adaptée en sortie à  $50 \Omega$  et l'antenne précédente ( $Z_{antenne} = 192 \Omega$ ), nous utilisons une ligne quart d'onde, d'impédance  $Z_{CPS}$ , dont nous savons qu'elle se comporte comme un transformateur d'impédances pour les charges connectées à ses extrémités selon l'expression :

$$Z_{CPS}^2 = Z_{antenne} Z_{source} \quad (2.6)$$

La formule précédente donne une valeur  $Z_{CPS} = 97.8 \Omega$ . Nous proposons donc d'utiliser une section de cette ligne CPS d'une longueur  $d = \lambda/4$  ( $\approx 500 \mu m$ ) comme circuit d'adaptation. Nous optimisons la ligne CPS en variant la largeur ( $b$ ) et la séparation ( $gap$ ) des conducteurs afin d'ajuster son impédance caractéristique  $Z_0$ . La simulation est faite sur Ansys-HFSS en utilisant le mode d'excitation de type waveport. Les dimensions optimales obtenues sont:  $b = 50 \mu m$  et  $gap = 60 \mu m$ .

La Figure 2.19a montre les pertes et le déphasage de la ligne CPS en fonction de la fréquence. Ceux-ci sont estimés à  $0.34 \text{ dB}$  et  $89.7^\circ$  respectivement à  $60 \text{ GHz}$ . La Figure 2.19b montre l'évolution presque constante de  $Z_0$  dans la bande  $50\text{--}80 \text{ GHz}$  (à  $60 \text{ GHz}$ , la partie réelle et imaginaire de  $Z_0$  est  $95.2 \Omega$  et  $-0.2 \Omega$  respectivement). La chute de l'impédance caractéristique observée à partir de  $80 \text{ GHz}$  s'explique par des modes  $TE_1$  excités dans le substrat silicium d'épaisseur  $300 \mu m$  [10].

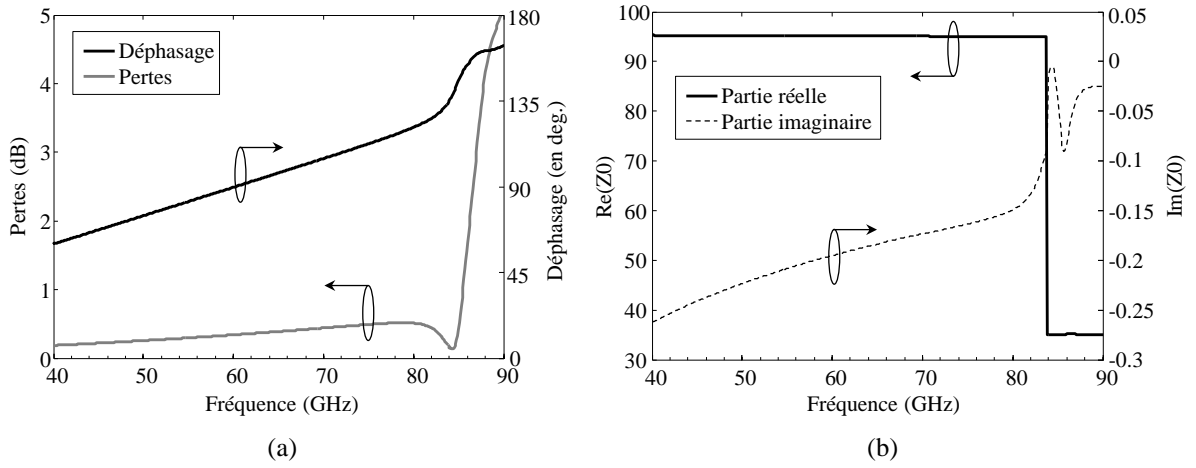


Figure 2.19 : Pertes et déphasage de la ligne de transmission CPS (longueur  $d = 500 \mu\text{m}$ ) (a); partie réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique (b).

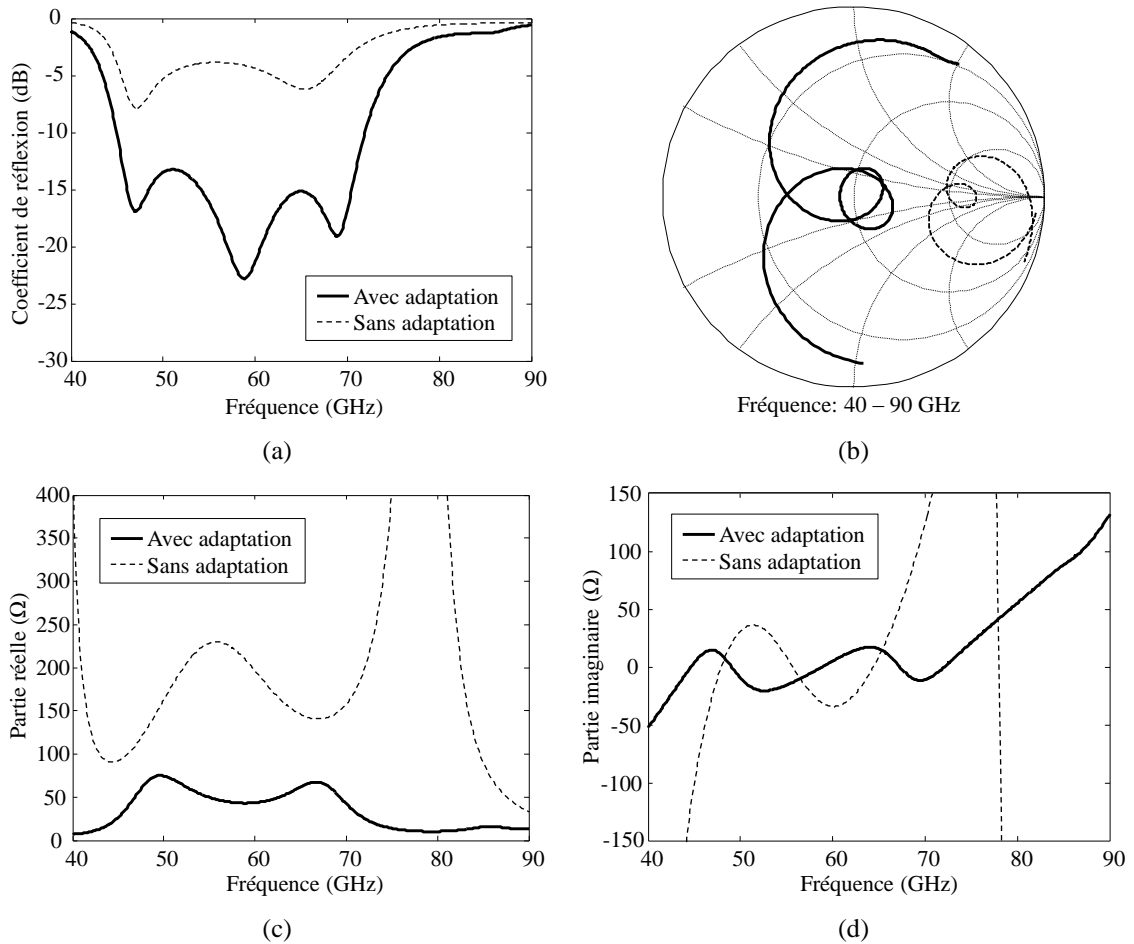


Figure 2.20 : Antenne dipôle replié avec patch couplé sans (traits pointillés) et avec (traits pleins) circuit d'adaptation; coefficient de réflexion (a) et impédance (b) ; partie réelle (c) et imaginaire (d) de l'impédance.

Les Figure 2.20a,b montrent l'évolution du coefficient de réflexion et de l'impédance de l'antenne avec et sans la ligne CPS quart d'onde; les coefficients de réflexion sont normalisés à 50  $\Omega$ . Avec le transformateur quart d'onde, on voit une très bonne adaptation à 60 GHz avec un coefficient de réflexion de -21.3 dB et une bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) très large de 26.9 GHz (45–71.9 GHz, 45.75%) centrée autour de 58.8 GHz.

Les Figure 2.20c,d montrent l'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne avec et sans le transformateur quart d'onde. Nous notons que la partie réelle est fortement réduite; sur la bande passante, la partie réelle est stable et varie entre une valeur maximale de 75.2  $\Omega$  à 49.6 GHz et minimale de 43.2  $\Omega$  à 59 GHz. La partie imaginaire est aussi stable avec une valeur maximale de 17.1  $\Omega$  à 64 GHz et minimale de -20.4  $\Omega$  à 52.7 GHz sur la bande passante.

La Figure 2.21 montre les deux plans principaux de rayonnement de l'antenne: plan électrique E (plan ZY ou  $\varphi = 90^\circ$ ) qui est parallèle au vecteur du champ électrique (E) et plan magnétique H (plan ZX ou  $\varphi = 0^\circ$ ) qui est perpendiculaire au vecteur du champ électrique E.

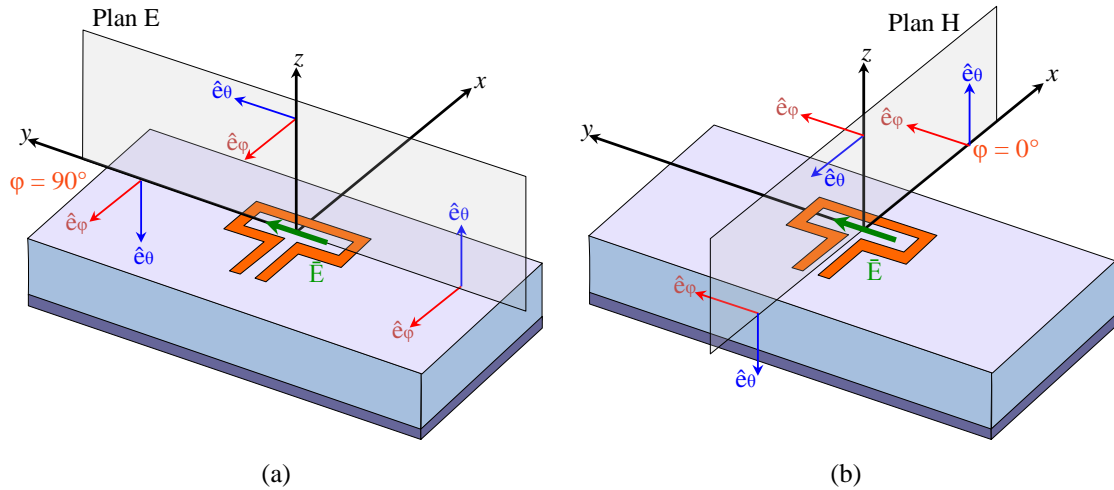


Figure 2.21 : Plans principaux de rayonnement; plan E (a) et plan H (b) de l'antenne.

La Figure 2.22a donne les diagrammes de rayonnement de l'antenne à 60 GHz dans les deux plans principaux. Le niveau de gain maximal dans le plan E est de 5.97 dBi sur l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ). Dans le plan H, le niveau de gain maximal est de 6.03 dBi à  $\theta = 8^\circ$ , ce léger dépointage est attribué à la nouvelle position décentrée du dipôle replié (décentré de 0.25 mm du substrat silicium), un rapport avant-arrière de 19 dB est estimé. Nous remarquons un niveau de gain à l'horizon ( $\theta = 90^\circ$ ) de 1.56 dBi dans le plan H. La largeur de faisceau à 3 dB est  $124^\circ$  dans le plan H et  $76^\circ$  dans le plan E.

La polarisation croisée est très faible sur le plan H et n'est pas visible sur le diagramme; dans le plan E, la polarisation croisée est fortement augmentée mais reste faible ( $< -17.7$  dBi) ce qui peut s'expliquer par un rayonnement résiduel de la ligne CPS.

La Figure 2.22b montre l'évolution de l'efficacité de rayonnement et le gain maximal en fonction de la fréquence; une efficacité de 92.4% est estimée à 60 GHz. Sur la bande passante, le gain maximal varie entre 4.27 dBi à 45 GHz et 6.41 dBi à 68 GHz.

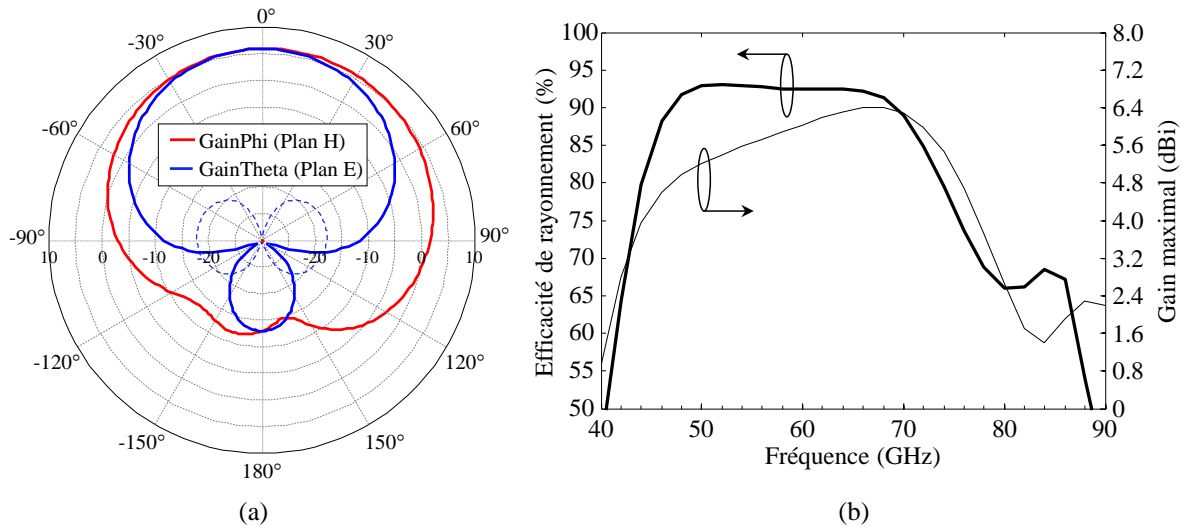


Figure 2.22 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz; polarisation principale (traits pleins) et croisée (traits pointillés) dans les deux plans principaux (plans E et H), efficacité de rayonnement et gain maximal ( $\theta = 8^\circ$ ) (c).

## 2.5 Modèles électriques équivalents

### 2.5.1 Antenne dipôle replié

Dans cette section, un modèle électrique équivalent du dipôle replié est proposé sur la base du modèle électrique équivalent général d'une antenne dipôle simple sur silicium (Figure 2.23). Ce modèle comprend une branche série, avec des résistances ( $R_r$ ,  $R_c$ ,  $R_{sur}$ ), une inductance ( $L_d$ ) et une capacitance ( $C_d$ ), qui correspond à la résonance série d'un dipôle.  $R_r$ ,  $R_c$  et  $R_{sur}$  représentent les résistances de rayonnement, pertes de conduction et de pertes par ondes de surface respectivement. La branche parallèle comprend des capacitances ( $C_{ox}$ ,  $C_{sub}$ ) et une résistance ( $R_{sub}$ ), où  $C_{ox}$  est la capacitance d'oxyde entre l'antenne et le substrat silicium tandis que  $C_{sub}$  et  $R_{sub}$  représentent la capacitance et résistance du substrat silicium.



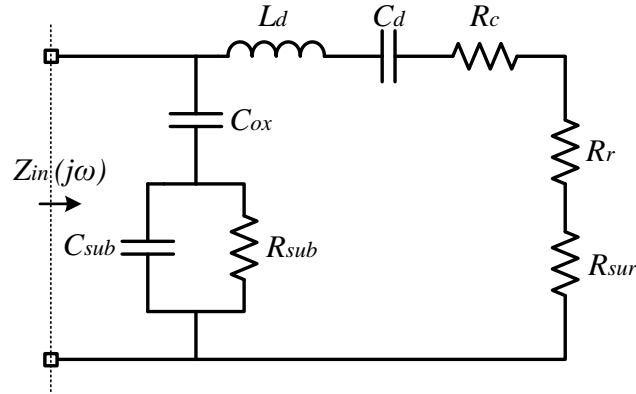


Figure 2.23 : Modèle électrique équivalent d'un dipôle simple sur silicium.

Le modèle électrique équivalent du dipôle replié est obtenu en ajoutant la charge réactive présentée dans l'analyse théorique du dipôle replié (paragraphe 2.3.1). Dans ce modèle, la résistance  $R_d$  est la somme des résistances  $R_r$ ,  $R_c$  et  $R_{sur}$ . Une simulation sur le logiciel Agilent ADS (Figure 2.24) permet d'optimiser les sept variables de ce modèle afin d'obtenir une réponse similaire à celle de la simulation électromagnétique.

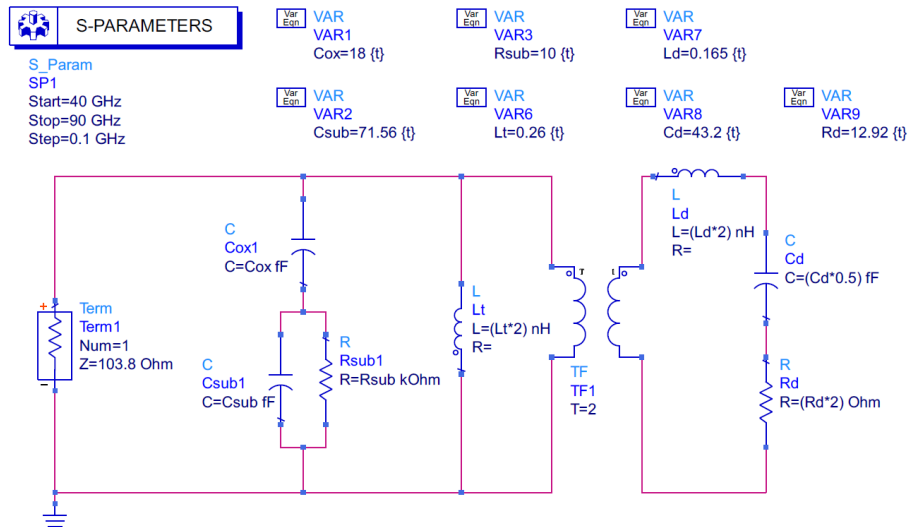


Figure 2.24 : Modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle replié.

La Figure 2.25 montre la comparaison entre les résultats obtenus par le modèle électrique équivalent et la simulation électromagnétique de l'antenne dipôle replié. Nous pouvons dire qu'il y a un très bon accord entre les résultats, en particulier sur la bande 50–70 GHz où se trouve la résonance série. Finalement, les valeurs optimales de chaque composant du modèle électrique équivalent sont précisées dans le Tableau 2.2.

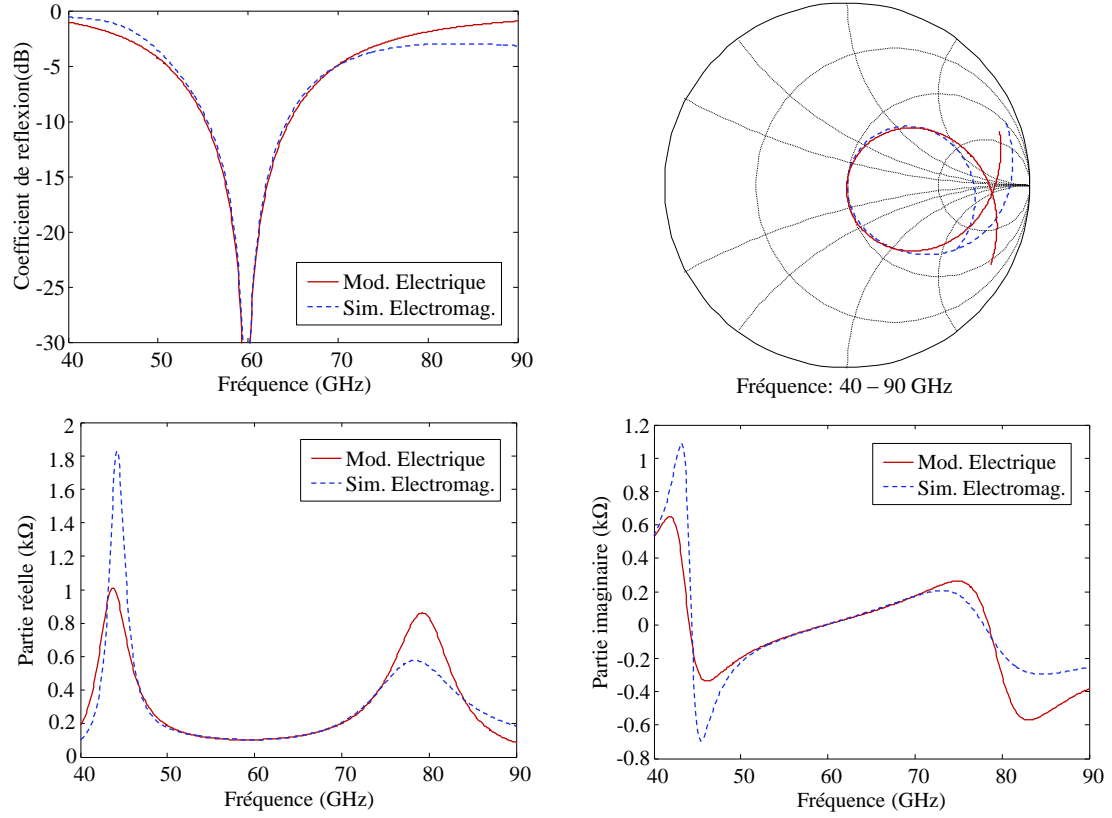


Figure 2.25 : Coefficient de réflexion et impédance de l'antenne dipôle replié; modèle électrique équivalent (rouge) et simulation électromagnétique (bleue).

Tableau 2.2 : Paramètres du modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle replié sur substrat silicium.

Élément	Modèle électrique équivalent	Valeur
Dipôle replié	Résistance $R_d$	25.84 $\Omega$
	Capacitance $C_d$	21.6 fF
	Inductance $L_d$	330 pH
	Inductance $L_t$	520 pH
Substrat silicium	Capacitance $C_{ox}$	18 fF
	Capacitance $C_{sub}$	71.56 fF
	Résistance $R_{sub}$	10 k $\Omega$

### 2.5.2 Antenne patch couplée au dipôle replié

Dans cette partie, nous proposons un modèle électrique équivalent du dipôle replié couplé avec une antenne patch. La Figure 2.26 montre le modèle électrique équivalent de l'antenne patch rectangulaire seule qui résonne dans le mode  $TM_{10}$ . L'impédance pour ce mode est représentée par un circuit résonant parallèle où  $R_p$ ,  $L_p$  et  $C_p$  représentent respectivement la résistance de rayonnement, l'inductance et la capacitance associées à la fréquence de résonance du patch.

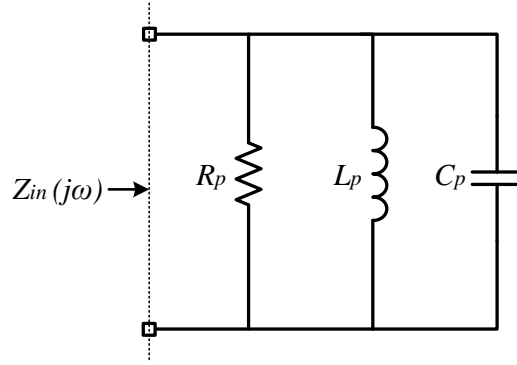


Figure 2.26 : Modèle électrique équivalent d'une antenne patch.

Le modèle électrique équivalent complet du dipôle replié couplé avec l'antenne patch est représenté sur la Figure 2.27. Dans ce modèle, le couplage est représenté par un transformateur d'impédance de rapport  $n$ . Ce transformateur associé au circuit équivalent du patch remplace la résistance de rayonnement du dipôle replié dans le modèle équivalent présenté au paragraphe précédent.

Une optimisation des quatre nouvelles variables ( $n$ ,  $R_p$ ,  $C_p$  et  $L_p$ ) du modèle sous le logiciel Agilent-ADS est faite. Les valeurs  $L_d$ ,  $C_d$ ,  $L_t$  et  $R_{pertes}$  sont ajustées également puisque la longueur du dipôle replié a été changée. Les variables du modèle électrique équivalent liées au substrat silicium restent inchangées.

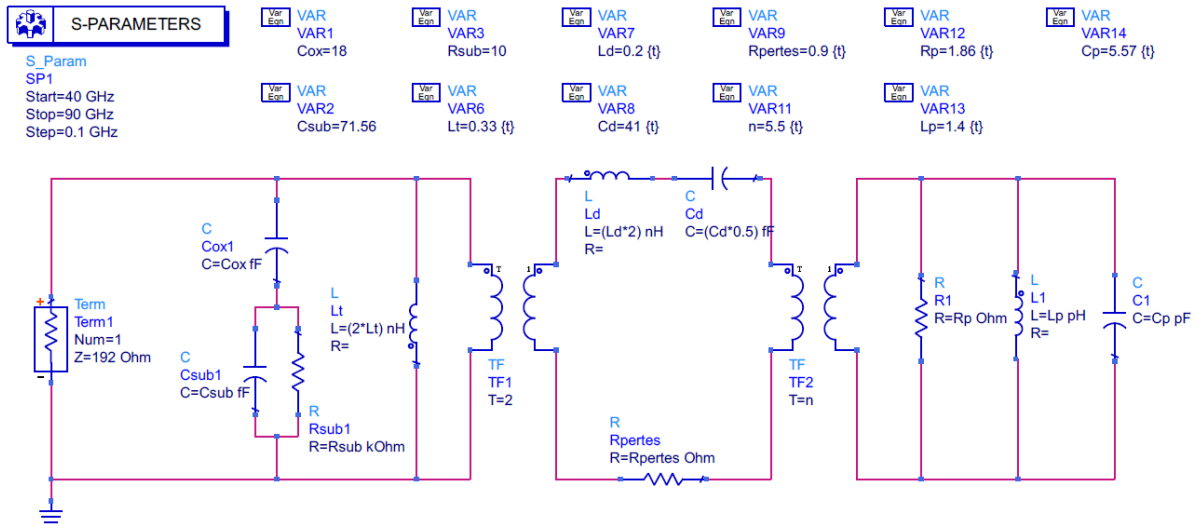


Figure 2.27 : Modèle électrique équivalent d'un patch couplé à un dipôle replié.

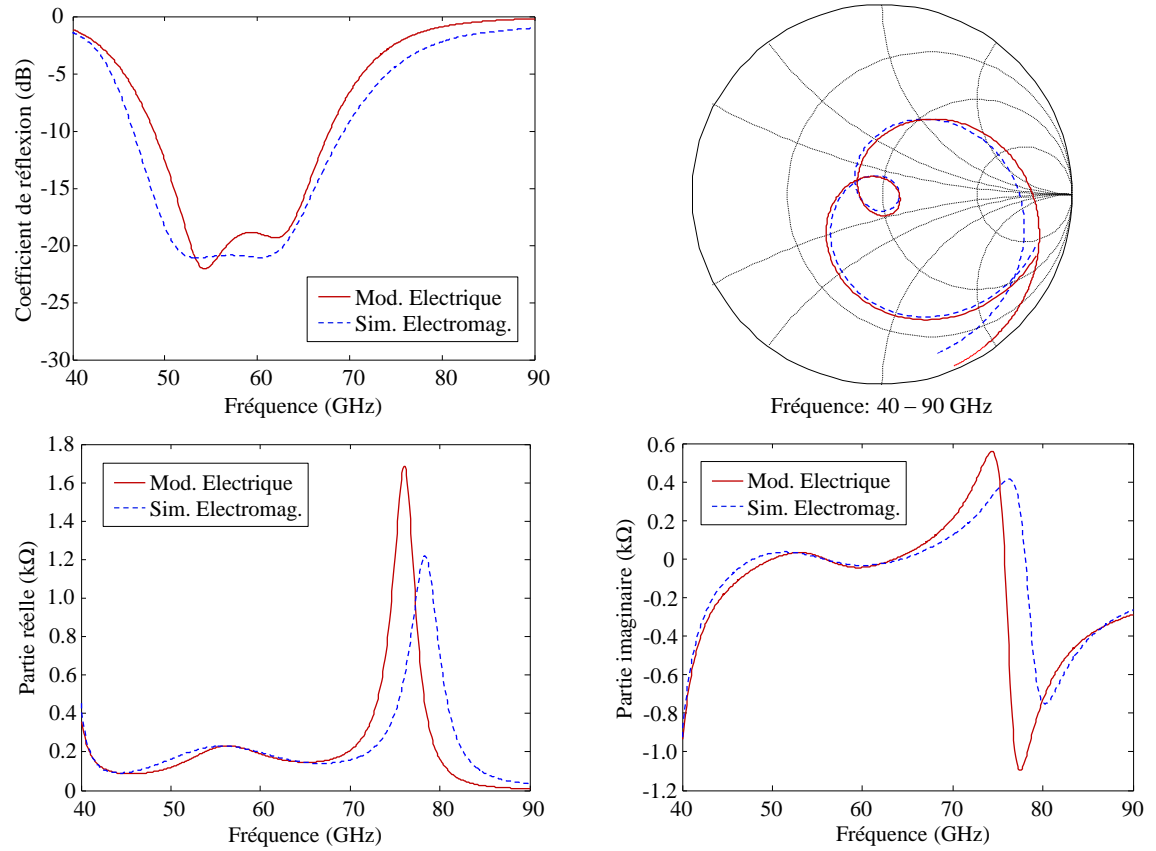


Figure 2.28 : Coefficient de réflexion et impédance de l'antenne patch couplée au dipôle replié; modèle électrique équivalent (rouge) et simulation électromagnétique (bleu).

Tableau 2.3 : Paramètres du modèle électrique équivalent de l'antenne patch couplée au dipôle replié.

Elément	Modèle électrique équivalent	Valeur
Dipôle replié	Résistance de pertes $R_{pertes}$	0.9 Ω
	Capacitance $C_d$	20.5 fF
	Inductance $L_d$	400 pH
	Inductance $L_t$	630 pH
	Résistance $R_p$	1.86 Ω
Patch	Capacitance $C_p$	5.57 pF
	Inductance $L_p$	1.4 pH
Facteur de transformation d'impédance $n$		5.5
Substrat silicium	Capacitance $C_{ox}$	18 fF
	Capacitance $C_{sub}$	71.56 fF
	Résistance $R_{sub}$	10 kΩ

La Figure 2.28 montre la comparaison entre les résultats obtenus par le modèle électrique équivalent et la simulation électromagnétique de l’antenne patch couplée au dipôle replié. Nous pouvons dire qu’il y a un très bon accord entre ces résultats, avec plus de précision sur la bande 50–70 GHz. Finalement les valeurs optimales trouvées pour chaque paramètre du modèle sont précisés dans le Tableau 2.3.

## 2.6 Conclusion

Ce chapitre porte sur l’étude d’antennes intégrées sur substrat SOI dans la bande millimétrique sans éléments actifs et parasites proches de l’antenne. Dans un premier temps, nous avons exposé la technologie CMOS–SOI afin de connaître ses principales caractéristiques et son empilement de couches diélectriques et métalliques utilisé dans le processus de fabrication. Cette première étude nous a permis d’obtenir une structure multicouche simplifiée qui est utilisée ensuite pour réduire le temps des simulations électromagnétiques.

Dans un second temps, nous avons étudié les performances d’une antenne dipôle simple intégrée sur substrat silicium. Une procédure de conception initiale est présentée. Les résultats de simulation montrent que ces antennes présentent une très bonne efficacité de rayonnement (90.9% à 60 GHz), un bon niveau de gain (4.24 dBi), une bande passante assez large (6.8 GHz) et une impédance relativement faible (33.2  $\Omega$ ). Ensuite, l’étude d’une antenne dipôle replié est présentée et conduit à des caractéristiques de rayonnement similaires à celles du dipôle simple mais avec une bande passante plus large (8.8 GHz) et une impédance plus élevée (103.8  $\Omega$ ). Cette étude valide le choix d’une antenne dipôle replié au lieu d’une antenne dipôle simple pour obtenir une meilleure bande passante.

Enfin, nous avons étudié les performances de l’antenne dipôle replié couplée avec une antenne patch rectangulaire. Les résultats de simulation montrent de meilleures performances pour ces antennes: une très bonne efficacité de rayonnement (96% à 60 GHz), un très bon niveau de gain (6.11 dBi), une bande passante très large (22.4 GHz) et une impédance plus élevée (192  $\Omega$ ). Une étude paramétrique est menée afin de montrer l’influence de chaque paramètre sur le coefficient de réflexion et l’impédance. Nous avons montré la forte sensibilité de l’antenne à la hauteur entre le patch et l’antenne dipôle replié, à la longueur du patch et à la longueur du dipôle replié, ainsi que leur rôle prépondérant dans la conception de l’antenne. Puis, une étape d’adaptation est faite en utilisant une ligne CPS quart d’onde; des performances similaires en rayonnement sont obtenues avec une meilleure stabilité de l’impédance autour de 50  $\Omega$  et une bande passante élargie à 26.9 GHz.

Finalement, des modèles électriques équivalents pour le cas de l’antenne dipôle replié sur substrat silicium et pour le cas de l’antenne patch couplée au dipôle replié sont aussi présentés et optimisés. Un très bon accord entre les résultats de simulation électrique et électromagnétique est obtenu sur l’impédance d’entrée sur la bande 50–70 GHz.

Dans le chapitre qui suit, nous nous intéressons à l’étude des performances de l’antenne dipôle replié en présence d’un environnement plus complexe tel que celui d’un circuit transmetteur/récepteur intégré sur la puce avec des fils d’interconnexion, un boîtier d’encapsulation et différents éléments dans la fabrication de la puce. Le concept d’un patch couplé au dipôle replié sera réutilisé pour obtenir une meilleure bande passante et un gain plus élevé.

## Bibliographie

- [1] D. Pozar, "Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 5, Sep. 1983.
- [2] M.H. Barakat, "Dispositif Radiofréquence Millimétrique pour Objets Communicants de Type Smart Dust," *Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier-Grenoble I*, Janvier 2008.
- [3] B. Martineau, "Potentialités de la technologie CMOS 65nm SOI pour des applications sans fils en bande millimétrique," *Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille*, Mai 2008.
- [4] A. Siligaris, C. Mounet, B. Reig, and P. Vincent, "CPW and discontinuities modeling for circuit design up to 110 GHz in SOI CMOS technology," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, 3-5 June 2007, pp.295–298.
- [5] Kraszewski, "Prediction of the dielectric properties of two phases mixtures," *Journal of Microwave Power*, vol. 12, pp. 215, 1977.
- [6] R.W.P. King, "The electromagnetic field of a horizontal electric dipole in the presence of a three layer region," *Journal of Applied Physics*, no. 69, June 1991.
- [7] N.K. Uzunoglu, N.G. Alexopoulos, and J.G. Fikioris, "Radiation Properties of Microstrip Dipoles," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-27, no. 6, Nov. 1979.
- [8] N.G. Alexopoulos, and I.E. Rana, "Mutual Impedance Computation between Printed Dipoles," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.AP-29, no. 1, Jan. 1981.
- [9] C.A. Balanis, "Antenna Theory," third edition, Wiley, 2005.
- [10] R.S. Elliot, "Antenna Theory and Design," *IEEE press series on electromagnetic wave theory*, Wiley, pp. 437–440.
- [11] D.R. Jackson and N.G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, no. 9, pp. 976–987, Sep. 1985.
- [12] Y.P. Zhang, D. Liu, "Antenna-on-Chip and Antenna-in-Package Solutions to highly Integrated Millimeter-Wave Devices for Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas and Wireless Propagat.*, vol. 57, no.10, Oct. 2009, pp. 1806–1814.
- [13] Rogers Corp., "RT/Duroid 5870/5880/5880LZ High Frequency Laminates," [online]. Disponible: <http://www.rogerscorp.com>
- [14] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech House, 2001.

## Chapitre 3

# Transceiver avec antennes intégrées en technologie CMOS-SOI dans un boîtier QFN

### Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions un module d'émission-réception haut débit et très basse consommation à 60 GHz intégré dans un boîtier QFN. Ce dispositif est basé sur un circuit d'émission-réception avec deux antennes intégrées conçu au CEA-LETI. Nous commençons d'abord par décrire la puce transceiver. Puis, nous allons définir le modèle électromagnétique de cette puce sur le logiciel Ansys-HFSS à partir duquel nous allons étudier progressivement l'influence de l'environnement d'intégration et l'impact de certains éléments de fabrication très proches des antennes. Finalement, nous réalisons une optimisation des performances en adaptation et en rayonnement en ajoutant un substrat et des éléments rayonnants couplés aux antennes intégrées sur la puce.

### 3.1 Description du circuit

La puce transceiver a été conçue pour des applications à faible coût, haut-débit, courte portée et faible consommation sur la bande 60 GHz [1]. Le circuit de transmission ( $T_X$ ) (Figure 3.1a) est principalement composé d'un oscillateur utilisé comme un générateur d'impulsions et piloté par les données numériques d'entrée (modulation On-Off Keying, OOK), d'un amplificateur de puissance (PA) et d'une antenne intégrée. Le circuit de réception ( $R_X$ ) (Figure 3.1b) comprend une antenne intégrée, un amplificateur à faible bruit (LNA), un oscillateur super-régénérateur (SRO) et un détecteur d'enveloppe. Des circuits analogiques et numériques effectuent la mise en forme et la synchronisation des signaux. Les antennes des circuits  $T_X$  et  $R_X$  sont des dipôles repliés identiques de taille  $200 \times 750 \mu\text{m}^2$  séparés par une distance de 2.64 mm et alimentés par une ligne CPW connectée au PA ou au LNA par l'intermédiaire d'un balun.



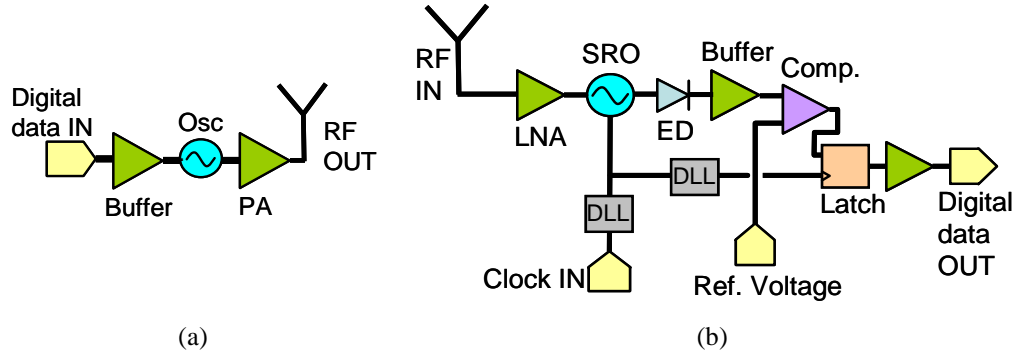


Figure 3.1 : Architecture des chaînes  $T_X$  (a), et  $R_X$  (b).

La puce transceiver (Figure 3.2a) est fabriquée avec la technologie standard CMOS-SOI 65-nm (STMicroelectronics) sur un substrat silicium haute résistivité (HR). La taille de la puce est  $3.1 \times 1.924 \times 0.3 \text{ mm}^3$ . Cette puce transceiver est montée dans un boîtier standard QFN ( $7 \times 7 \times 1.75 \text{ mm}^3$ ) avec un capot amovible (Figure 3.2b) fourni par Novapack [2], lequel est soudé sur une carte de test (Figure 3.2c,d) avec les connexions appropriées pour les alimentations et les signaux d'entrée/sortie numériques des instruments.

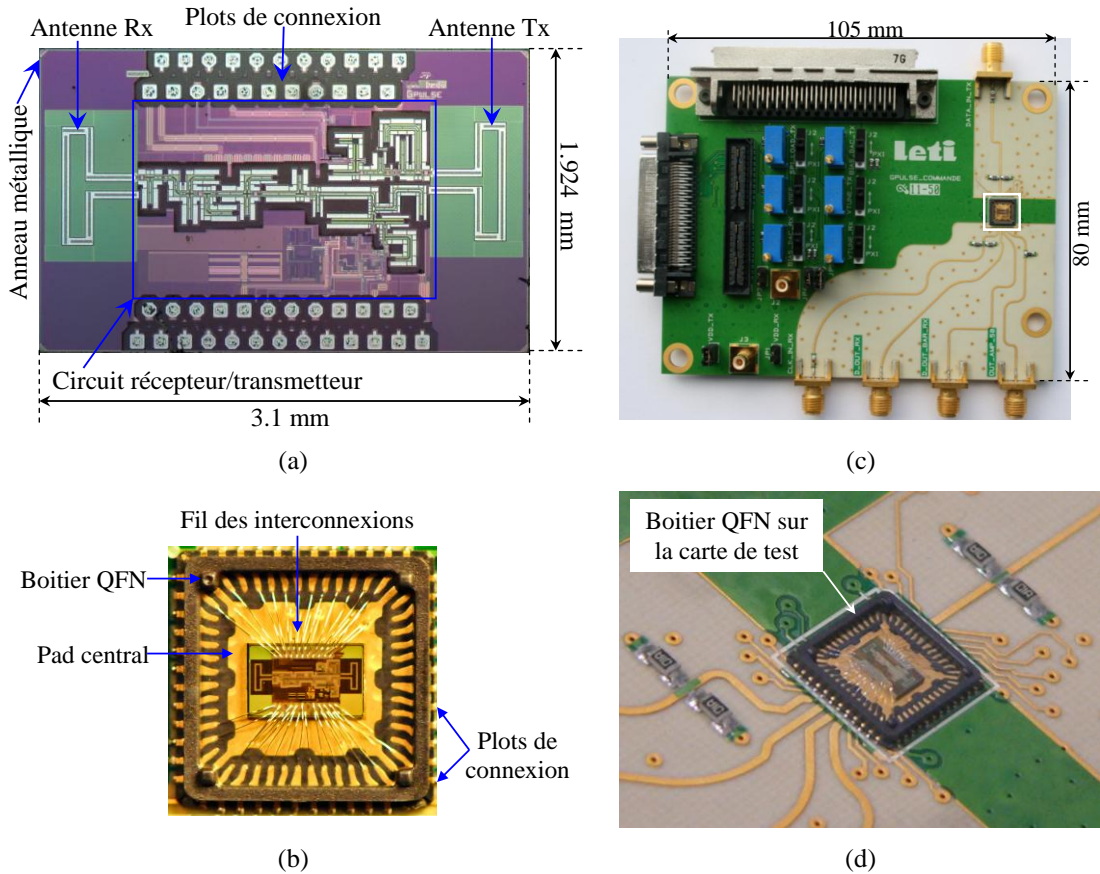


Figure 3.2 : Photographie de la puce transceiver (a) et de la même puce montée dans un boîtier QFN sans capot (b); photographie de la carte de test (c) et zoom sur le boîtier (d).

En raison de l'intégration du circuit transceiver avec les antennes, il n'est pas possible de faire des mesures de l'impédance des antennes. La réalisation d'une antenne seule n'a pas été prévue dans le cadre du projet ayant conduit à la conception du transceiver intégré ; si une telle réalisation aurait pu être utile pour la validation de l'élément rayonnant intégré sur la puce, elle n'aurait néanmoins pas permis de caractériser les différentes versions d'antennes en boîtier QFN et avec des éléments couplés présentées dans ce chapitre. Les performances en rayonnement sont donc les seuls éléments expérimentaux accessibles dans le cadre de cette étude. La méthode de mesure du diagramme de rayonnement et du gain de cette antenne intégrée est décrite dans l'annexe A.2.

### 3.2 Modélisation électromagnétique du circuit

Le but de cette étude est de simuler les deux antennes dipôles repliés (antenne d'émission  $T_X$  et antenne de réception  $R_X$ ) intégrées sur le circuit (Figure 3.3). Les dimensions du circuit sont  $3.1 \times 1.924 \text{ mm}^2$ , sa face arrière est métallisée et les deux antennes sont séparées de 2.64 mm. Nous utilisons le modèle simplifié de la technologie SOI présenté au chapitre 2 de ce mémoire.

Comme au chapitre 2, les antennes sont réalisées sur la dernière couche métallique M6 de la technologie (épaisseur =  $2.99 \text{ }\mu\text{m}$  et  $\sigma = 35 \text{ MS/m}$ ). Nous avons défini ensuite les ports de type "Lumped Port" associés à chaque antenne (port 1:  $T_X$  et port 2:  $R_X$ ). Les dimensions de l'antenne dipôle replié sont proches de celles obtenues au chapitre 2.4.3 bien que sa conception ait été faite avant cette thèse. Dans la première partie de ce travail, nous avons légèrement réduit la longueur de l'antenne à  $L = 645 \text{ }\mu\text{m}$  par rapport à celle du circuit réel ( $L = 750 \text{ }\mu\text{m}$ ) afin d'avoir une résonance à 60 GHz et des résultats plus représentatifs des environnements étudiés (présence de la seconde antenne, présence du plan de masse du transceiver (par. 3.2.1), mode d'excitation des antennes (par. 3.2.1.1)).

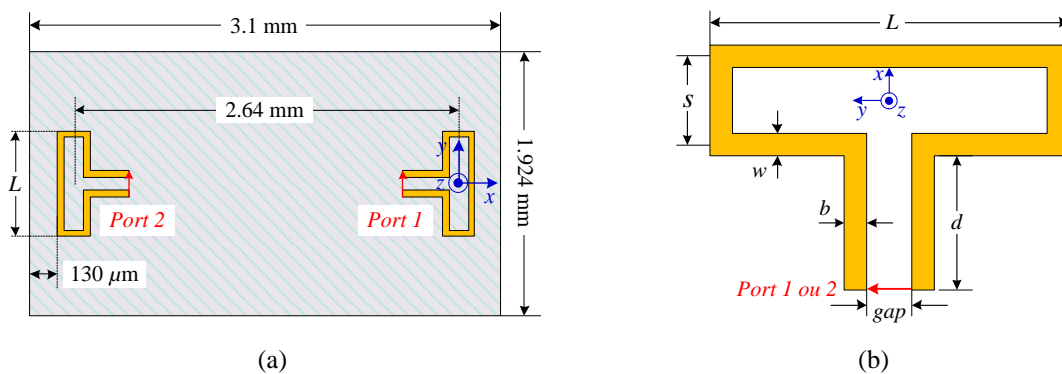


Figure 3.3 : Premier modèle de la puce transceiver; vue de dessus (a), dimensions de l'antenne dipôle replié ( $L = 645 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $s = 150 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $b = w = 50 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $\text{gap} = 60 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $d = 250 \text{ }\mu\text{m}$ ) (b).

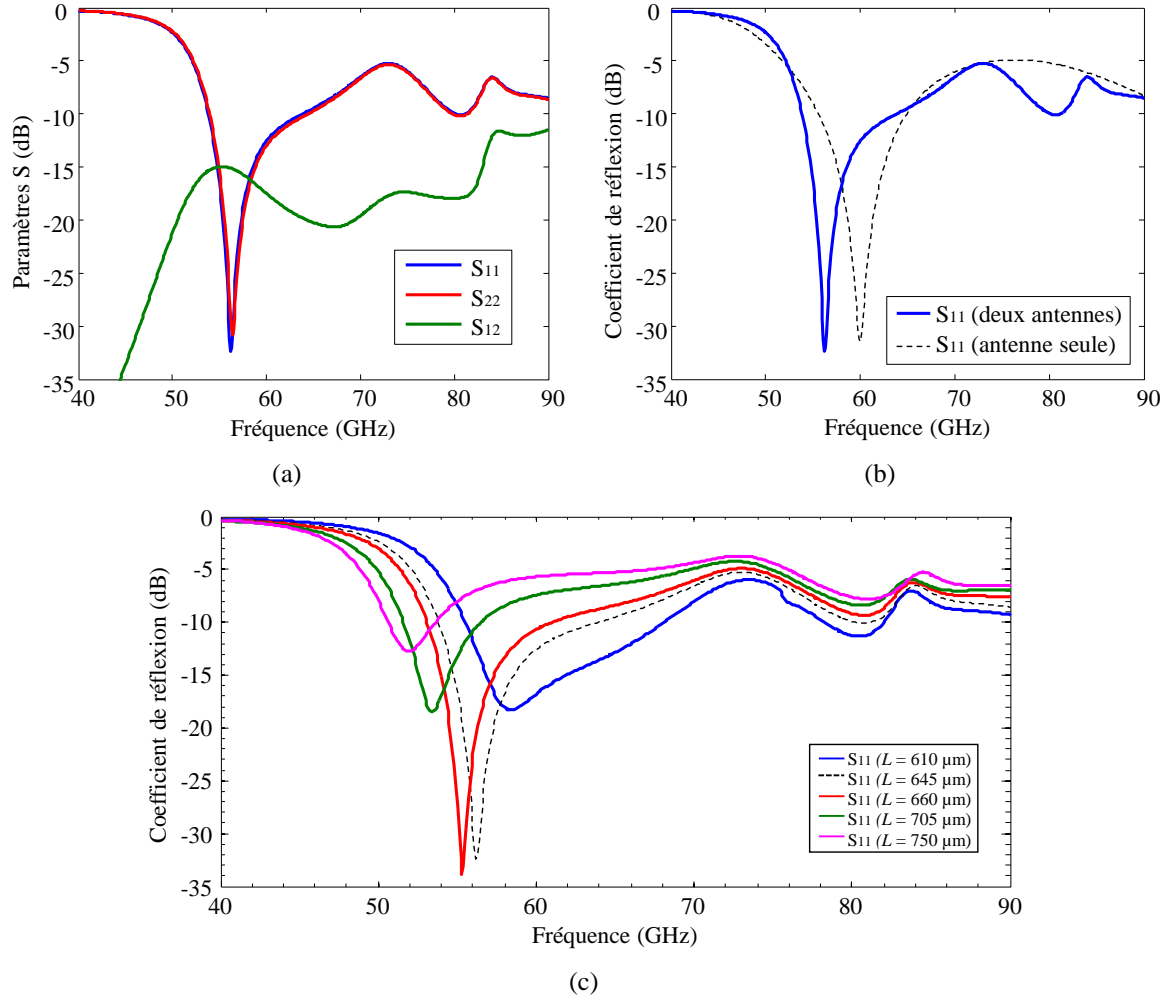


Figure 3.4 : Paramètres  $S$  du modèle avec deux antennes (a). Comparaison des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) entre le modèle à deux antennes et l'antenne seule (b). Coefficients de réflexion pour plusieurs valeurs de longueur du dipôle replié dans le cas du modèle à deux antennes (c).

La Figure 3.4a présente les coefficients de réflexion des antennes  $T_X$  et  $R_X$  (notés par  $S_{11}$  et  $S_{22}$  respectivement) et le coefficient de couplage entre ces deux antennes (noté par  $S_{12}$  ou  $S_{21}$ ) en fonction de la fréquence. La symétrie de la structure nous donne un comportement identique pour les deux antennes. Ainsi, on s'intéressera par la suite à l'une de ces deux antennes seulement mais la présence de la deuxième antenne nous est toutefois indispensable pour la prise en compte de leur couplage.

Nous remarquons que l'antenne résonne à la fréquence de 56.2 GHz et qu'elle est bien adaptée avec une adaptation inférieure à -30 dB. La bande passante est large : 18.5% (54–64.4 GHz) pour  $S_{11} < -10$  dB. Le couplage est relativement faible, avec une valeur maximale sur la bande passante de -14.9 dB autour de 55.3 GHz grâce à la distance entre les deux antennes (2.64 mm) qui est supérieure à  $\lambda_0/2$  (2.5 mm).

La Figure 3.4b présente une comparaison du coefficient de réflexion entre ce modèle à deux antennes et une antenne seule. Outre le décalage en fréquence, on note des résonances parasites dans le cas à deux antennes qui s'expliquent par la présence de modes de substrat dans le silicium.

La Figure 3.4c présente le coefficient de réflexion en fonction de la longueur du dipôle pour le modèle à deux antennes. Comme cela est attendu, on peut noter que la longueur du dipôle permet de jouer sur la fréquence de résonance au prix d'une dégradation de l'adaptation ; une réduction de la longueur à  $L = 610 \mu\text{m}$  permettrait de ramener la résonance près de 60 GHz tout en conservant une adaptation acceptable.

Les plans principaux des diagrammes de rayonnement des antennes  $T_X$  et  $R_X$  sont définis en Figure 3.5. La simulation des diagrammes de rayonnement est effectuée en activant un port (port 1 pour l'antenne  $T_X$ , port 2 pour l'antenne  $R_X$ ) et en désactivant l'autre port qui est alors équivalent à une charge fictive de  $50 \Omega$ .

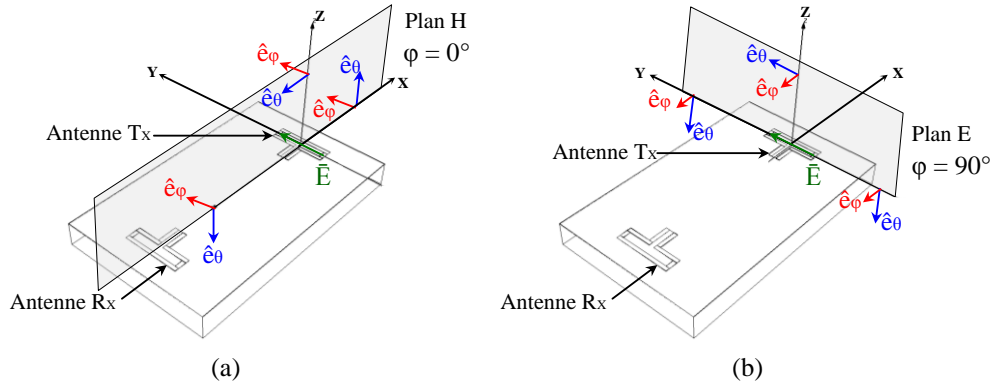


Figure 3.5 : Plans principaux de rayonnement de l'antenne; plan H (a) et plan E (b).

Les Figure 3.6a–c présentent les diagrammes de rayonnement à 60 GHz de l'antenne  $T_X$  et  $R_X$  en comparaison avec ceux d'une seule antenne. Dans le plan H, on peut noter que les antennes  $T_X$  et  $R_X$  présentent un gain maximal de 4.41 dBi dans les directions  $-20^\circ$  et  $+20^\circ$  respectivement. Dans le cas d'une seule antenne, le gain maximal est de 4.27 dBi dans la direction  $0^\circ$ . Ces dépointages des antennes  $T_X$  et  $R_X$  sont expliqués par leur position décentrée sur la puce silicium. Dans le plan E, le diagramme de rayonnement est symétrique dans les trois cas. La polarisation croisée dans le plan H est négligeable ( $< -50 \text{ dB}$ ). Dans le plan E, son niveau est considérablement plus élevé, atteignant  $-8.37 \text{ dB}$  près de l'horizon ( $\theta = \pm 90^\circ$ ). Ces niveaux peuvent s'expliquer par le rayonnement parasite des lignes CPS et par la position décentrée des antennes sur la puce silicium à 1.32 mm du centre du boîtier (il a été vérifié que la polarisation croisée est très basse dans le cas d'une antenne seule centrée).

La Figure 3.6d montre l'efficacité de rayonnement pour les modèles à une et deux antennes; on peut noter une certaine similitude entre les deux cas, mais avec une réduction de l'efficacité pour le modèle à deux antennes sur la bande 40–58 GHz.

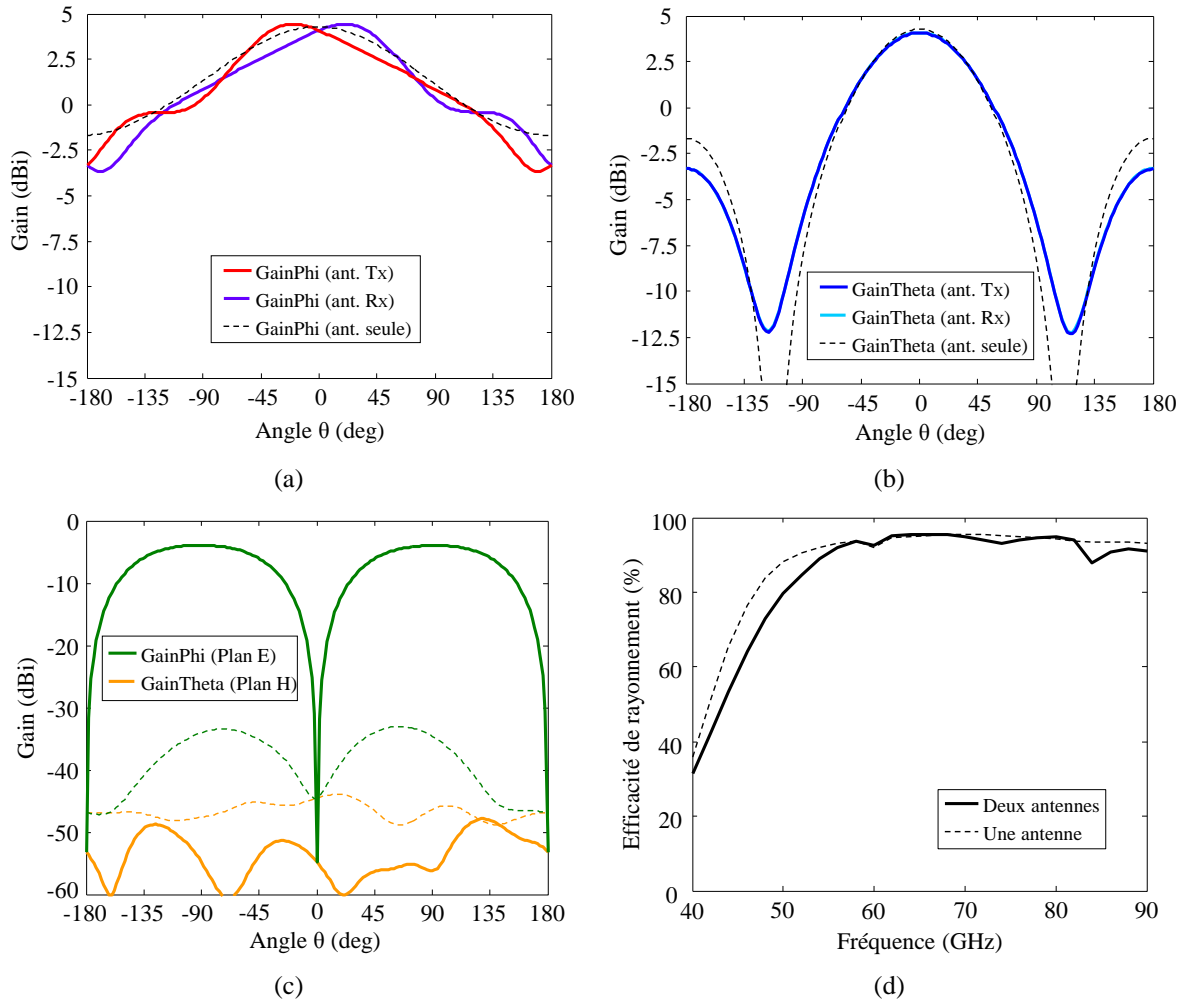


Figure 3.6 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz; polarisation principale dans le plan H (a) et le plan E (b); polarisation croisée dans les deux plans, modèle d'une antenne seule (traits pointillés) et deux antennes (traits pleins) (c). Efficacité de rayonnement pour les deux modèles (d).

### 3.2.1 Influence du plan de masse du transceiver

Nous étudions ici l'influence du plan de masse du transceiver sur les performances des antennes. Ce plan de masse représente, en première approximation, le circuit situé dans la partie centrale de la puce ; il est de taille  $1.3 \times 1.9 \text{ mm}^2$  (sans tenir compte de la région qu'occupent les plots de connexion pour le wirebonding). Il est composé de tous les niveaux de métallisation de la technologie SOI (Métal: M1-6, épaisseur =  $4.37 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $\sigma = 20 \text{ MS/m}$ ) comme présenté sur la Figure 3.7.

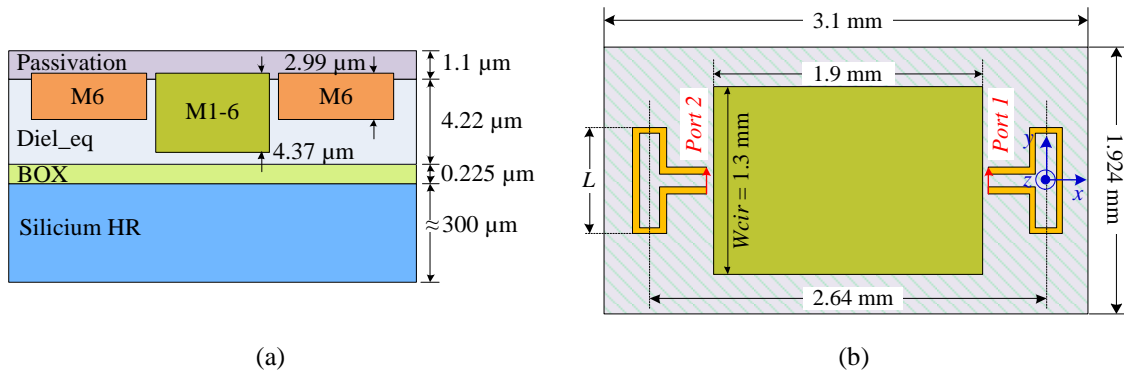


Figure 3.7 : Deuxième modèle de la puce transceiver avec plan de masse; vue en coupe des couches diélectriques et métalliques (a), circuit complet vu de dessus ( $L = 645 \mu\text{m}$ ) (b).

La Figure 3.8 présente les paramètres  $S$  de l'antenne ( $T_X$ ) en comparaison avec le modèle précédent sans plan de masse. La présence de ce plan de masse change considérablement la réponse du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne avec une forte désadaptation et des résonances parasites autour de 52.8 GHz et 72 GHz. D'autre part, nous constatons, une augmentation du couplage ( $S_{12}$ ) entre les antennes  $T_X$  et  $R_X$  avec des valeurs maximales de couplage entre -7 et -10 dB.

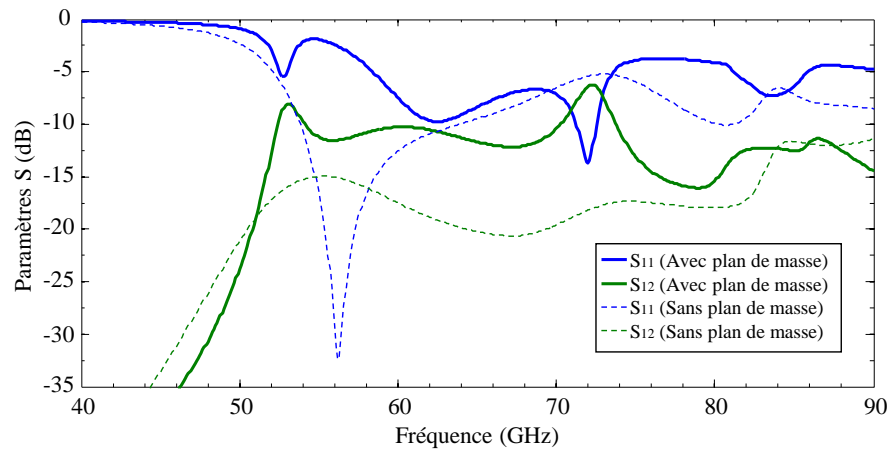


Figure 3.8 : Paramètres  $S$  de l'antenne  $T_X$  avec et sans plan de masse du transceiver.

Les Figure 3.9a–c présentent les diagrammes de rayonnement à 60 GHz de l'antenne  $T_X$  en comparaison avec le modèle précédent sans plan de masse. Nous notons la forte influence du plan de masse sur le rayonnement dans le plan H avec un changement considérable de la direction du faisceau de  $-20^\circ$  à  $+54^\circ$  et un gain maximal de 3.84 dBi. Le niveau de polarisation croisée dans le plan H est négligeable ( $< -45 \text{ dB}$ ). Dans le plan E, le gain maximal est sur l'axe mais il est réduit à 0.5 dBi en raison du dépointage dans le plan H. Le niveau de polarisation croisée augmente jusqu'à une valeur maximale de l'ordre

-1.01 dBi près de l'horizon ( $\theta = \pm 90^\circ$ ). Finalement sur la Figure 3.9d, nous remarquons que l'efficacité de rayonnement de l'antenne est fortement réduite (77.2% à 60 GHz) sur toute la bande avec des creux très prononcés aux fréquences de résonances parasites 52.8 GHz et 72 GHz.

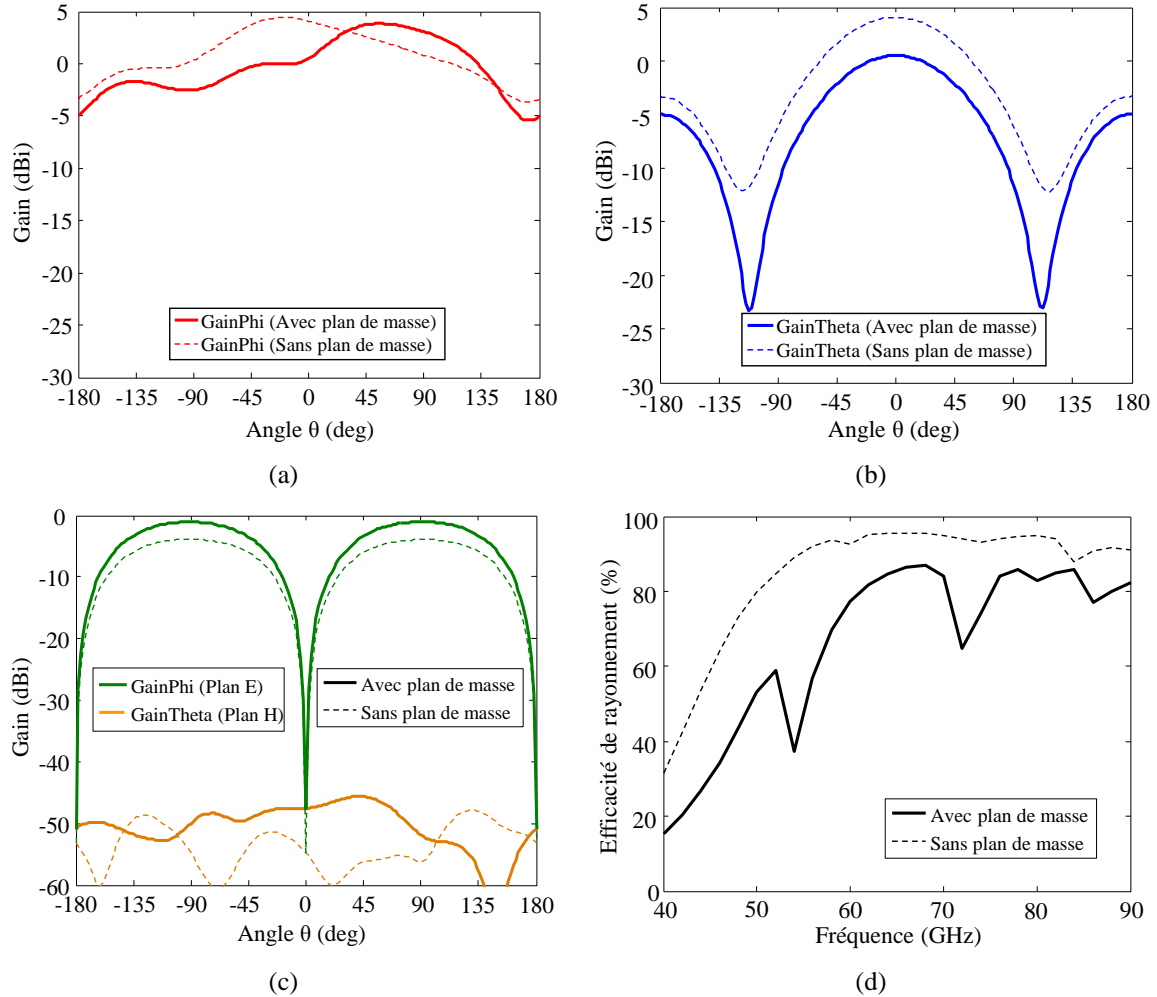


Figure 3.9 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz avec et sans plan de masse; polarisation principale dans le plan H (a) et le plan E (b), polarisation croisée dans les deux plans (c), et efficacité de rayonnement (d).

Le fort impact du plan de masse sur les performances des antennes peut s'expliquer par l'excitation de nouveaux modes dans le silicium entre le plan de masse et le plan métallique arrière se traduisant par des courants induits comme le montre la Figure 3.10. Une densité de courant beaucoup plus élevée est notée sur les bords aux résonances parasites (52.8 et 72 GHz). Les courants sur la face supérieure du plan de masse sont sensiblement plus faibles que sur la face inférieure.



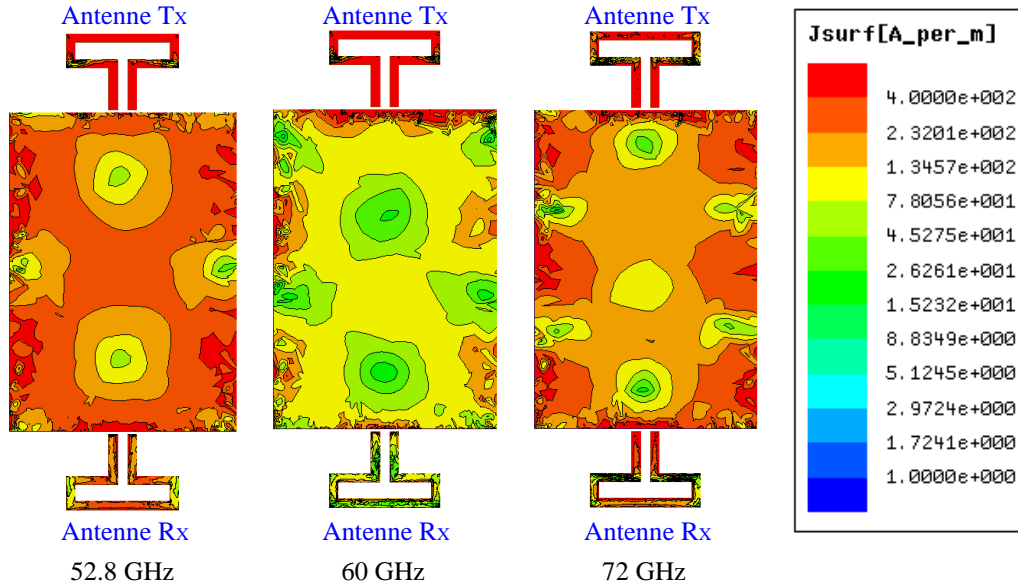


Figure 3.10 : Courants surfaciques sur la face inférieure du plan de masse à différentes fréquences (l'antenne  $T_x$  est émettrice et l'antenne  $R_x$  est chargée sur 50  $\Omega$ ).

### 3.2.1.1 Excitation des antennes dipôles repliés

Les antennes dipôles repliés étaient, jusqu'à présent, alimentées par des ports différentiels entre les deux conducteurs de la ligne CPS. Dans cette partie, nous changeons cette excitation pour nous rapprocher du cas réel dans lequel un conducteur de la ligne CPS est connecté au plan de masse tandis que l'autre conducteur est connecté à une ligne de transmission CPW reliée aux circuits actifs (l'antenne  $T_x$  est reliée à l'amplificateur de puissance et l'antenne  $R_x$  est reliée au LNA). La Figure 3.11 présente le troisième modèle de simulation du chip transceiver ; le port d'excitation de type "Lumped Port" prend maintenant comme référence le plan de masse du circuit transceiver.

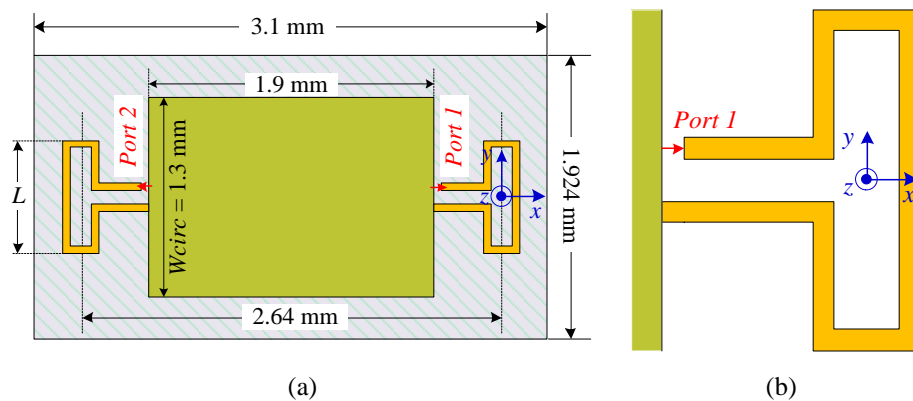


Figure 3.11 : Troisième modèle de simulation de la puce transceiver; circuit complet vu de dessus ( $L = 645 \mu m$ ) (a) et vue proche de l'antenne  $T_x$  (b).



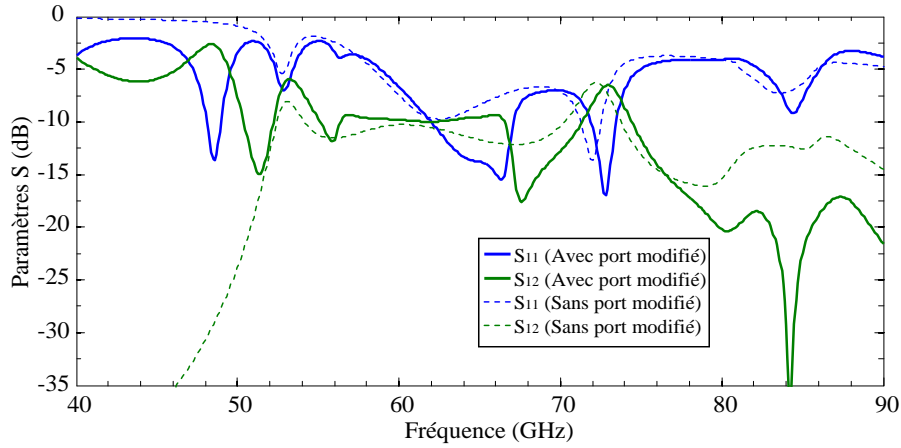


Figure 3.12 : Paramètres  $S$  de l'antenne  $T_x$  avec (traits pleins) et sans modification (traits pointillés) de l'excitation de l'antenne.

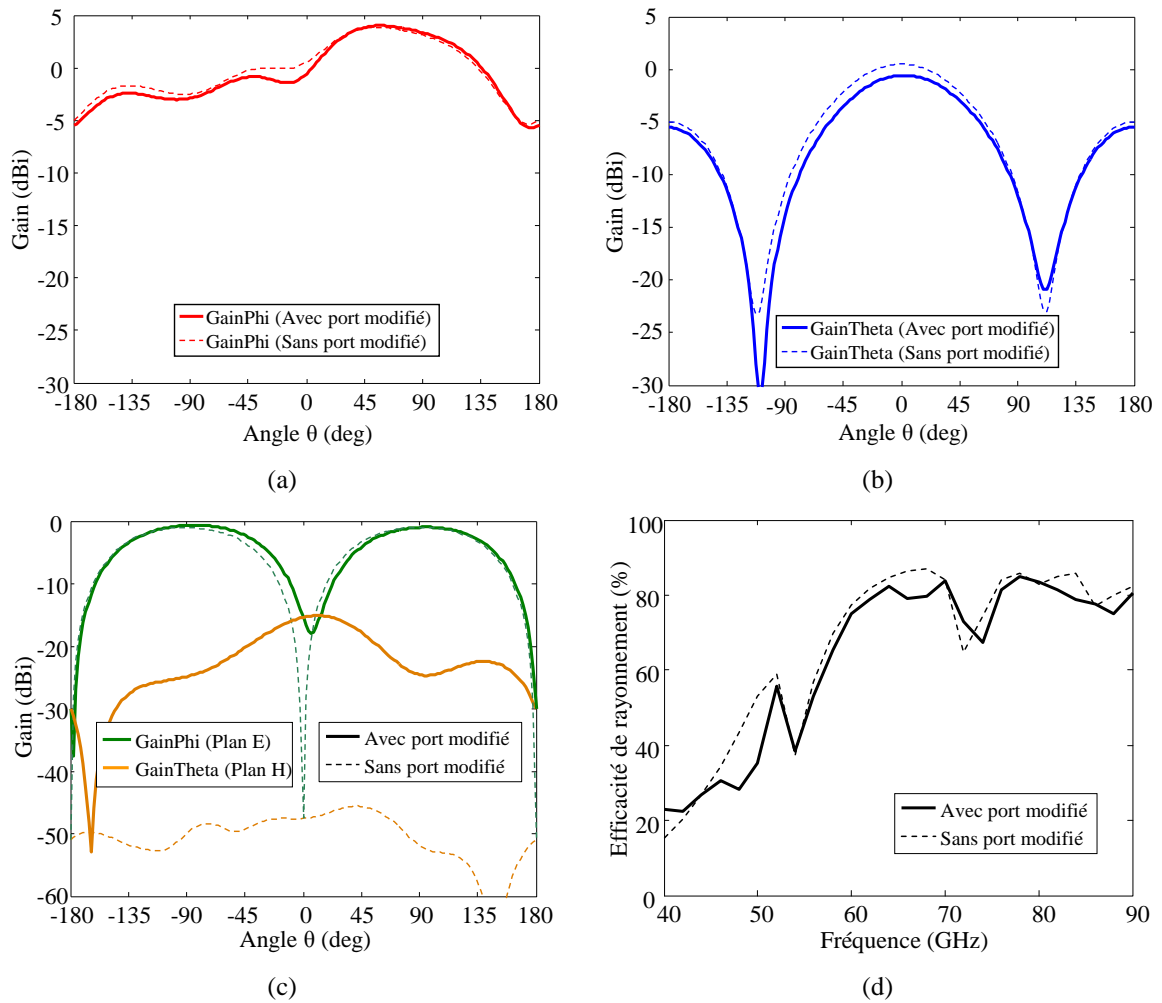


Figure 3.13 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz avec et sans modification de l'excitation; polarisation principale dans le plan H (a) et le plan E (b), polarisation croisée dans les deux plans (c), et efficacité de rayonnement (d).

La Figure 3.12 présente les paramètres  $S$  de l'antenne ( $T_X$ ) en comparaison avec le modèle précédent à excitation différentielle de l'antenne. Nous pouvons constater que plusieurs nouvelles résonances parasites apparaissent sans modifier sensiblement les niveaux d'adaptation et de couplage dans la bande 54–62 GHz.

Les Figure 3.13a–c présentent les diagrammes de rayonnement à 60 GHz de l'antenne  $T_X$  en comparaison avec le modèle précédent. Nous notons de légers changements sur le gain en polarisation principale dans les plans E et H. En revanche, la polarisation croisée dans le plan H est augmentée considérablement tout en restant à un niveau faible ( $< -20$  dB), cette augmentation est expliquée par la perte de la symétrie de la structure dans le plan E. Sur la Figure 3.13d, nous notons une légère réduction de l'efficacité de rayonnement de l'antenne (75% à 60 GHz).

### 3.2.1.2 Variation de la longueur du dipôle replié

Dans cette partie, nous faisons varier la longueur du dipôle pour mieux connaître la réponse du coefficient de réflexion et identifier la résonance de l'antenne. La Figure 3.14 montre le coefficient de réflexion en fonction de la longueur du dipôle ( $L$ ). Nous pouvons noter clairement les résonances parasites qui restent invariables autour de 48 GHz, 52.8 GHz, 66 GHz, 72.5 GHz et 84 GHz. En revanche, la résonance du dipôle est décalée en fonction de sa longueur; elle est autour de 64.5 GHz pour  $L = 645 \mu\text{m}$ , 61.1 GHz pour  $L = 700 \mu\text{m}$  et 57.5 GHz pour  $L = 750 \mu\text{m}$ . Ceci est cohérent avec la valeur maximale d'efficacité de rayonnement obtenue autour de 65 GHz en Figure 3.13d. Ceci nous permet de conclure qu'une longueur du dipôle de l'ordre de 700–750  $\mu\text{m}$  permettrait d'obtenir une meilleure adaptation inférieure à -10 dB autour de 60 GHz, donc à partir de ce modèle une longueur d'antenne ( $L = 750 \mu\text{m}$ ) est fixée.

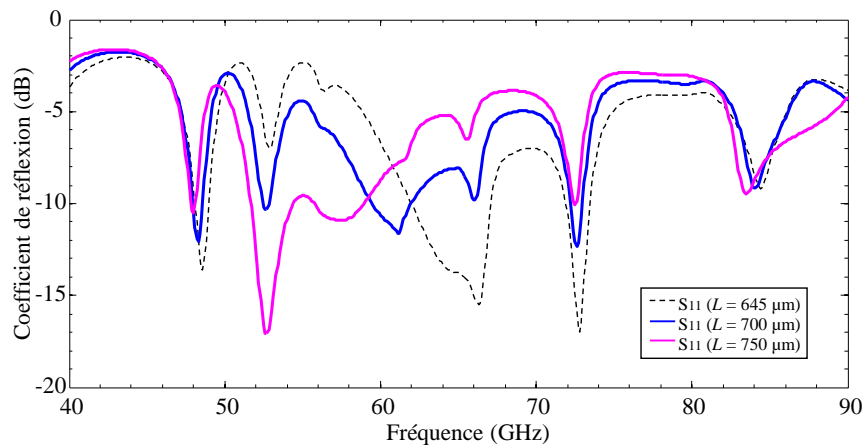
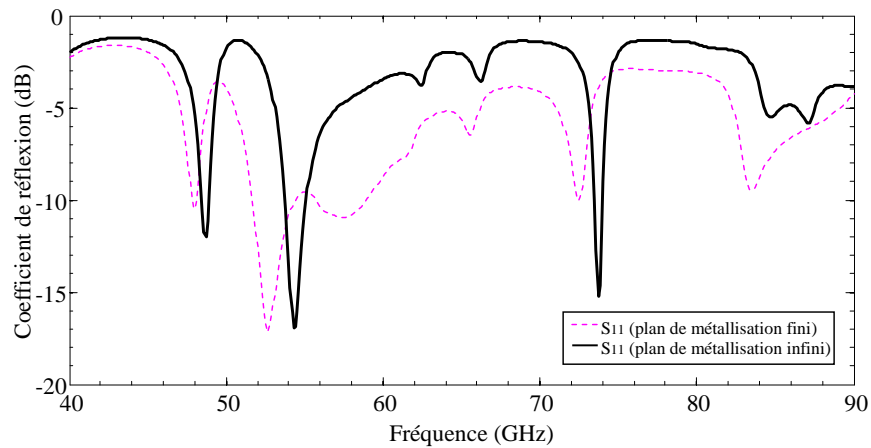


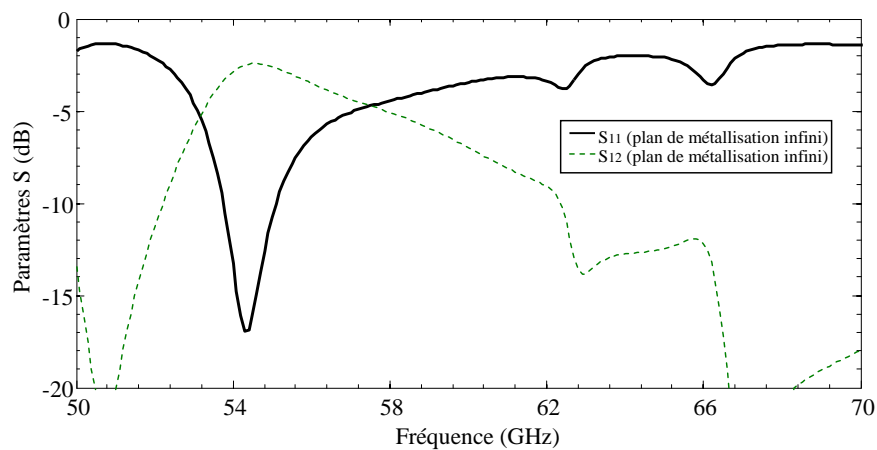
Figure 3.14 : Coefficient de réflexion pour plusieurs valeurs de la longueur du dipôle.

### 3.2.1.3 Plan métallique arrière

Nous étudions à présent l'influence d'un plan de métallisation infini et parfaitement conducteur plaqué sur la face arrière du silicium (les modèles précédents prenaient en compte une métallisation uniquement sur la face arrière du silicium, donc de faibles dimensions). Ce plan modélise la métallisation du circuit imprimé sur lequel sera reporté le transceiver. Sur la Figure 3.15a, nous notons un petit décalage en fréquence de la réponse et une forte dégradation de l'adaptation autour de 60 GHz. La Figure 3.15b montre les paramètres  $S$  de l'antenne  $T_X$  sur une partie de la bande (50–70 GHz). Nous notons clairement les résonances parasites en 54.3 GHz, 62.5 GHz et 66.2 GHz ; la résonance de l'antenne n'est plus clairement visible. Le couplage est maximal (-2.4 dB) autour de la première résonance parasite.



(a)



(b)

Figure 3.15 : Coefficient de réflexion avec plan métallique fini et infini (a) ; Paramètres  $S$  des antennes (b) avec un plan de métallisation infini, longueur d'antenne ( $L = 750 \mu\text{m}$ ).

La Figure 3.16 donne les diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz de l'antenne  $T_X$ . Nous notons que dans le plan H, le gain est maximal pour un angle  $\theta = 24^\circ$  et est de l'ordre de 1.2 dBi. Dans le plan E, le gain est quasi-omnidirectionnel avec une valeur maximale sur les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ) de l'ordre de -0.33 dBi et un gain sur l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'ordre de -2 dBi. La polarisation croisée dans les deux plans devient plus importante mais reste inférieure à -6 dBi.

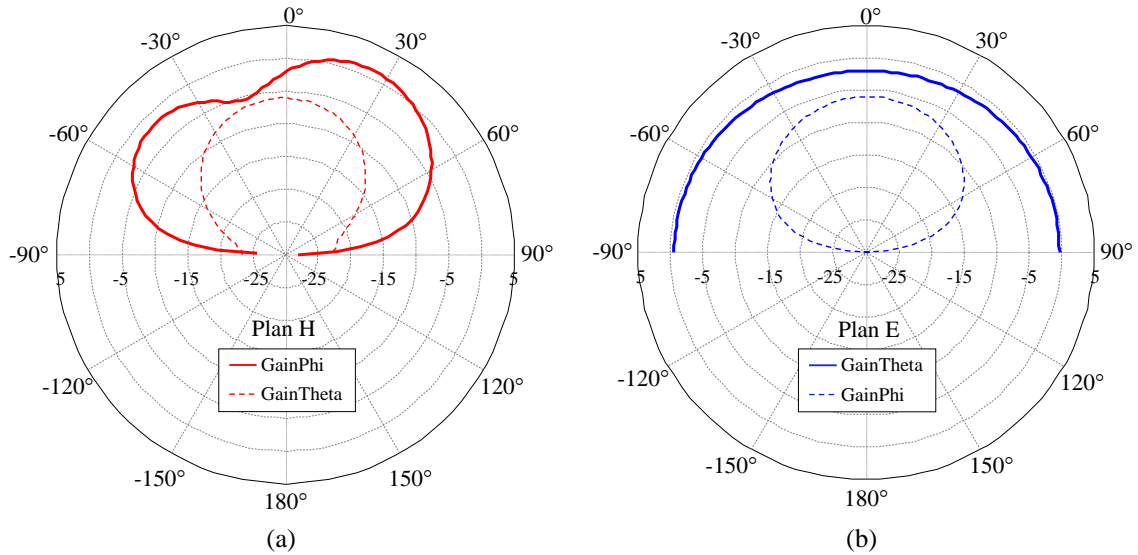


Figure 3.16 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne  $T_X$  ( $L = 750 \mu\text{m}$ ) à 60 GHz dans le plan H (a) et le plan E (b), polarisation principale (traits pleins) et polarisation croisée (traits pointillés) avec un plan métallique infini.

### 3.2.1.4 Variation de la largeur du plan de masse du transceiver

Nous nous intéressons dans cette partie à l'influence de la largeur du plan de masse ( $W_{circ}$ ) du transceiver sur le coefficient de réflexion de l'antenne et les diagrammes de rayonnement. La Figure 3.17 montre le coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  pour plusieurs valeurs de la largeur du plan de masse du transceiver. Pour la valeur nominale ( $W_{circ} = 1.3 \text{ mm}$ ), la fréquence de résonance parasite est située à 54.3 GHz. Nous notons que l'augmentation de la largeur du plan de masse du transceiver permet de déplacer cette résonance parasite vers les basses fréquences 52.1 GHz ( $W_{circ} = 1.5 \text{ mm}$ ), 51.3 GHz ( $W_{circ} = 1.7 \text{ mm}$ ) et 51.5 GHz ( $W_{circ} = 1.9 \text{ mm}$ ); l'adaptation autour de 60 GHz se dégrade avec l'augmentation de  $W_{circ}$ . L'augmentation de la largeur du plan de masse à  $W_{circ} = 1.9 \text{ mm}$  permet d'inclure la surface occupée par les plots de connexions qui correspondent à des signaux basses fréquences et des tensions d'alimentation.

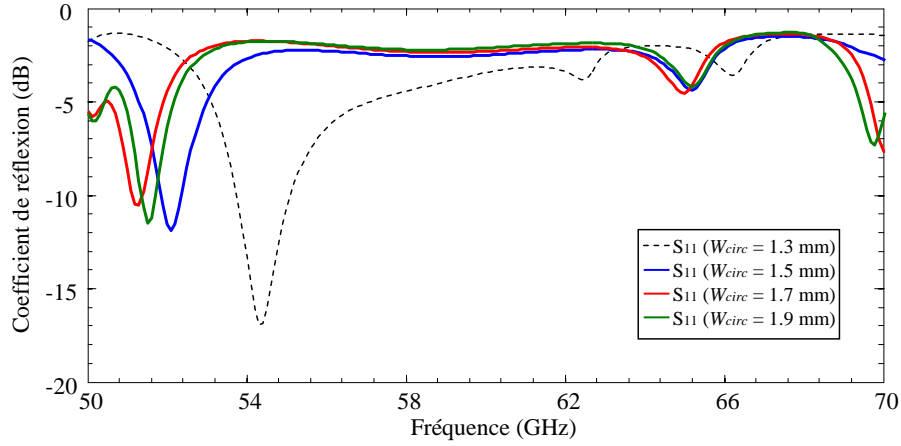


Figure 3.17 : Coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  ( $L = 750 \mu\text{m}$ ) pour plusieurs valeurs de la largeur du plan de masse du transceiver.

La Figure 3.18 donne les diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz de l'antenne  $T_X$  pour deux valeurs de largeur de plan de masse du transceiver ( $W_{\text{circ}} = 1.3 \text{ mm}$  et  $1.9 \text{ mm}$ ). Nous notons de légers changements dans le plan H, pour  $W_{\text{circ}} = 1.9 \text{ mm}$ , le gain est maximal pour un angle  $\theta = 28^\circ$  et est de l'ordre de 1.43 dBi. Dans le plan E, nous remarquons une augmentation du gain, avec une valeur maximale sur les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ) de l'ordre de 3.1 dBi et un gain sur l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'ordre de -1.2 dBi. Finalement, l'efficacité de rayonnement estimée par simulation à 60 GHz est 60%.

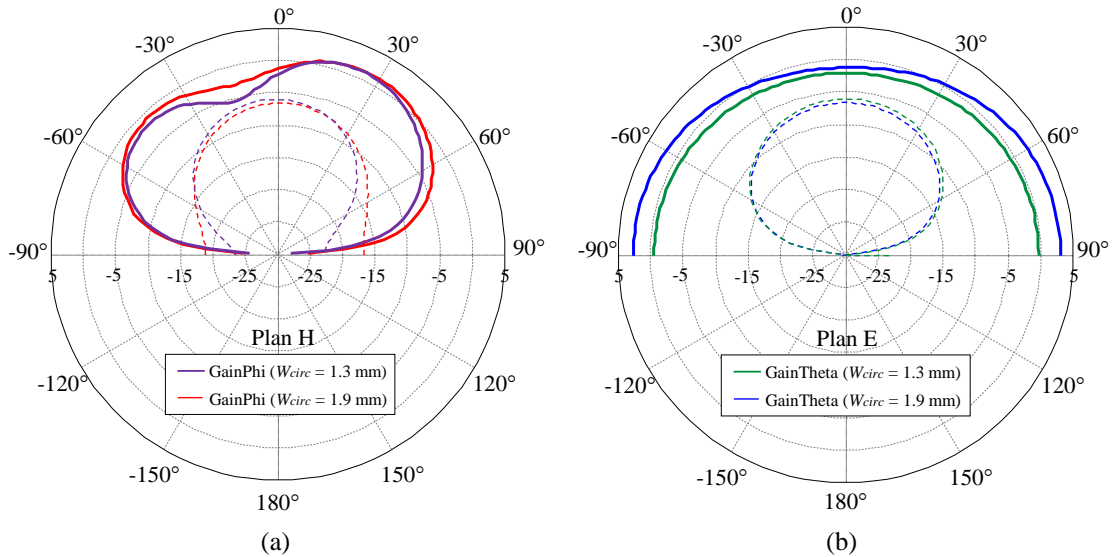


Figure 3.18 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz dans le plan H (a) et le plan E (b), polarisation principale (traits pleins) et polarisation croisée (traits pointillés) pour deux valeurs de largeur du plan de masse du transceiver.

### 3.2.2 Influence de l’anneau métallique de découpe de la puce

Dans cette partie, nous nous intéressons à l’influence de l’anneau métallique placé sur la périphérie de la puce (cet anneau est imposé par la technologie de découpe de la puce). La Figure 3.19 montre le nouveau modèle de simulation de la puce transceiver prenant en compte cet anneau de largeur  $9\ \mu\text{m}$  et placé à  $121\ \mu\text{m}$  de l’antenne dipôle replié; il est réalisé sur la couche métallique la plus haute (M6) de la technologie SOI.

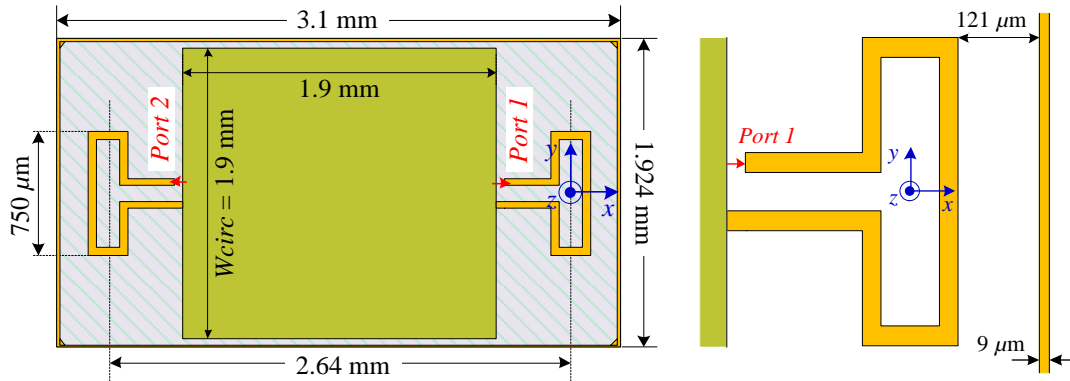


Figure 3.19 : Quatrième modèle de simulation de la puce transceiver avec l’anneau métallique.

La Figure 3.20 montre une comparaison du coefficient de réflexion entre les modèles avec et sans anneau métallique pour deux valeurs différentes de la largeur du plan de masse du transceiver (sans et avec la surface occupée par les plots de connexions). Nous notons que pour le cas  $W_{circ} = 1.3\ \text{mm}$ , l’influence de l’anneau métallique est de déplacer les résonances parasites vers les hautes fréquences. Une nouvelle résonance parasite apparaît autour de 60.4 GHz.

Pour le cas  $W_{circ} = 1.9\ \text{mm}$ , nous notons également un déplacement des résonances parasites vers les hautes fréquences de 0.3 GHz environ. Cependant, l’adaptation est mauvaise autour de 60 GHz et la résonance parasite due à l’anneau métallique et au plan de masse du transceiver n’est plus visible; cela peut s’expliquer par la proximité entre le plan de masse du transceiver et l’anneau métallique qui supprime le mode propagé sur l’anneau.

Les Figure 3.21a,b montre les courants surfaciques pour chaque cas, pour  $W_{circ} = 1.9\ \text{mm}$ , le mode sur le plan du masse est atténué en comparaison de  $W_{circ} = 1.3\ \text{mm}$ . Sur la Figure 3.21c, nous notons que le courant induit est considérable sur l’anneau métallique dû à la proximité avec l’antenne dipôle replié.

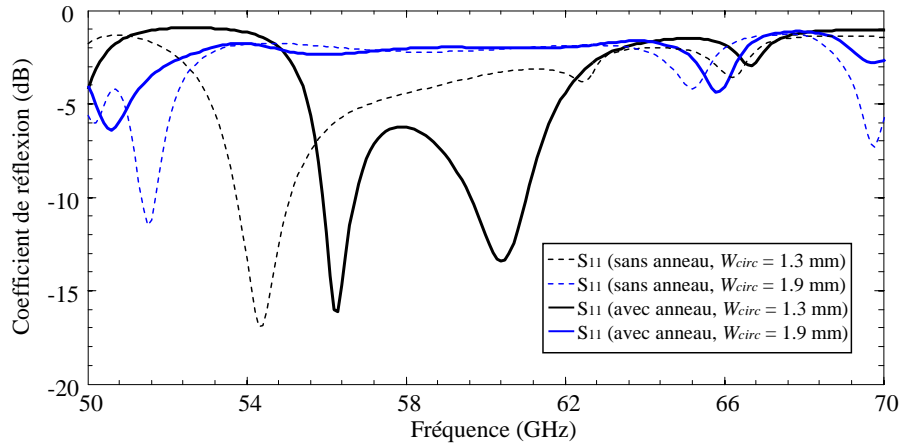


Figure 3.20 : Comparaison du coefficient de réflexion entre le modèle avec et sans anneau métallique pour deux valeurs différentes de largeur de plan de masse du transceiver.

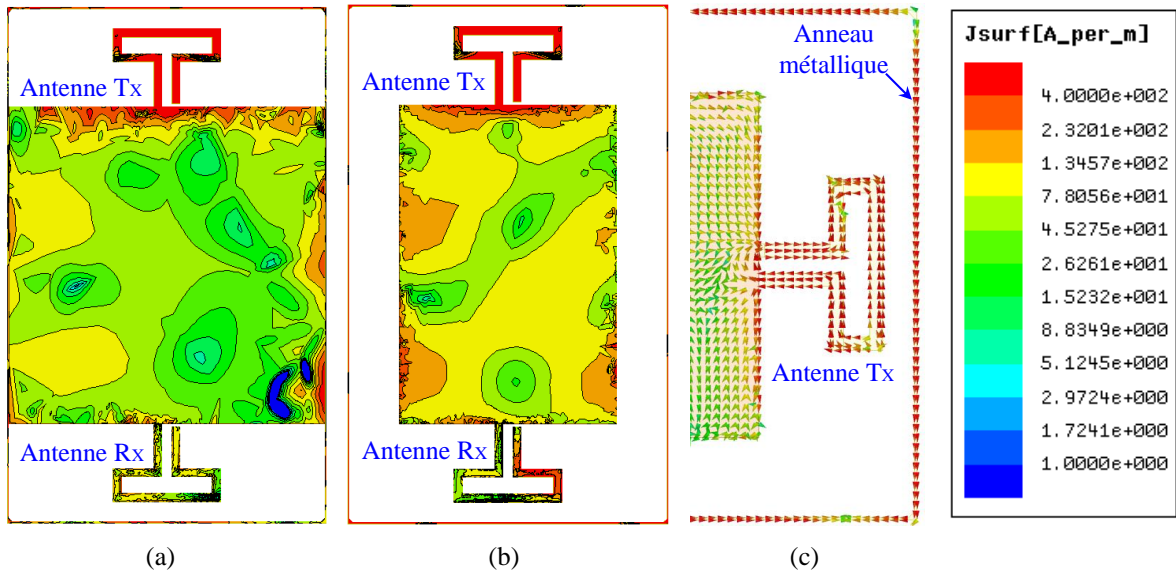


Figure 3.21 : Courant surfacique sur les régions métalliques à 60 GHz,  $W_{circ} = 1.9$  mm (a) et  $W_{circ} = 1.3$  mm (b). Vecteur de courant surfacique pour  $W_{circ} = 1.3$  mm (c).

Les Figure 3.22a,b montrent les diagrammes de rayonnement à 60 GHz de l'antenne Tx pour deux largeurs différentes du plan de masse du transceiver et prenant en compte l'anneau métallique sur la périphérie de la puce. Nous notons pour  $W_{circ} = 1.3$  mm un nul de rayonnement à  $-10^\circ$  sur le plan H dû à la résonance parasite ajoutée par l'anneau métallique proche de 60.4 GHz. Pour  $W_{circ} = 1.9$  mm, nous avons la même allure du diagramme de rayonnement sur les plans E et H que dans le cas sans anneau métallique, mais avec un niveau de gain plus réduit autour de -6.82 dBi dans l'axe.

L'efficacité de rayonnement (Figure 3.22c) est fortement réduite en présence de l'anneau métallique. Cette efficacité est inférieure à 50% sur la bande 50–66 GHz ; elle est de 27% pour  $W_{circ} = 1.9$  mm à 60 GHz.

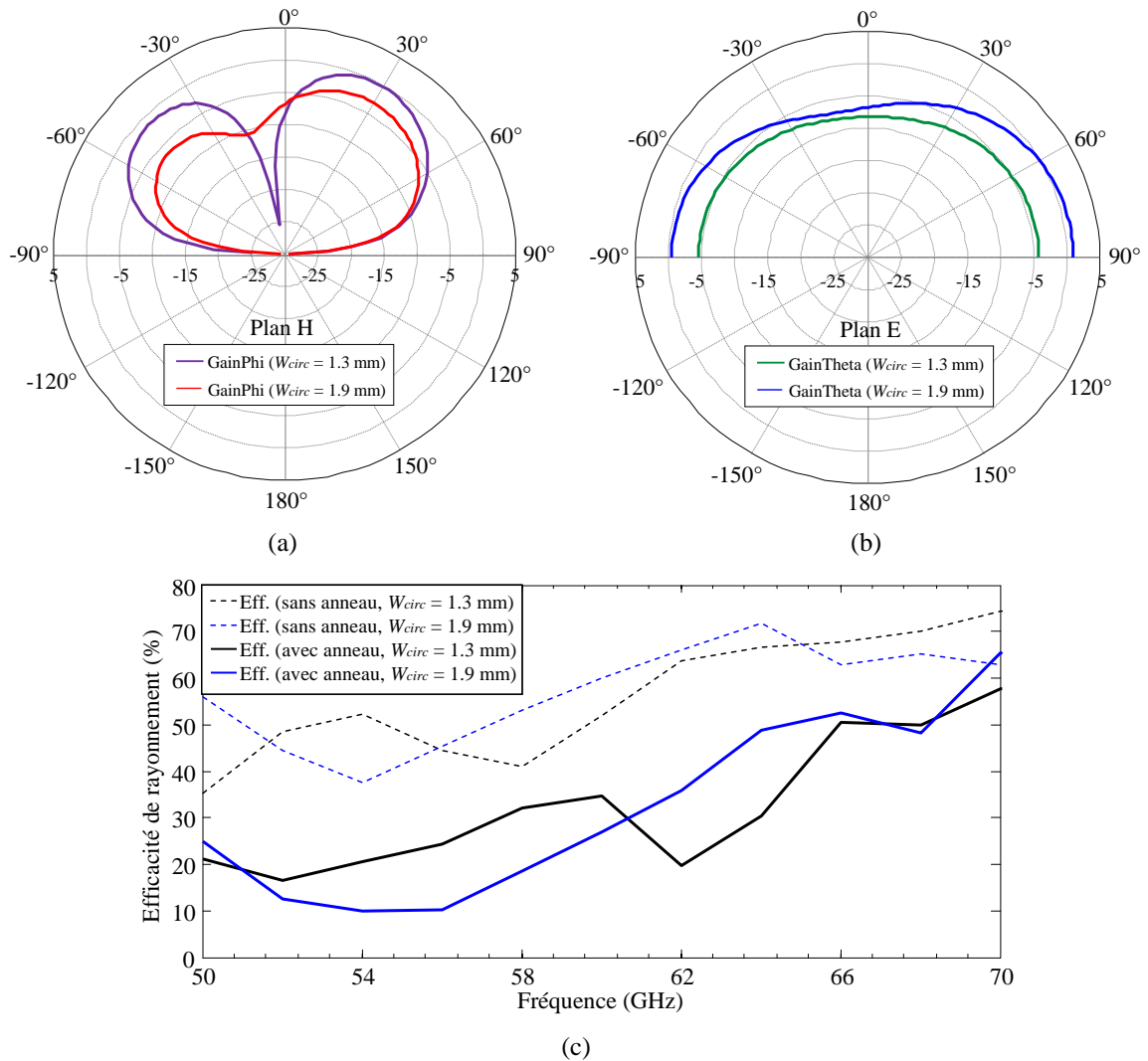


Figure 3.22 : Diagramme de rayonnement de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz dans le plan H (a) et le plan E (b). Efficacité de rayonnement (c) pour deux largeurs différentes du plan de masse du transceiver.

### 3.2.3 Influence des lignes de transmission du circuit transceiver

Dans cette partie, nous considérons un cinquième modèle de simulation plus proche de la réalité pour la région occupée par le circuit transceiver. Un layout simplifié du circuit a été inclu dans le modèle (Figure 3.23a) ; il est composé des principales lignes de transmission du circuit (guide d'ondes coplanaires) afin de se rapprocher de la distribution réelle des courants générés par les antennes sur le plan de masse central du circuit.

Nous rappelons que le plan de masse est composé de l'empilement de toutes les couches métalliques de la technologie CMOS-SOI (M1–M6). Les lignes de transmission, l'anneau métallique et les antennes sont composées de la couche métallique la plus haute (M6) uniquement. Le mode de propagation impair sur les lignes de transmission CPW sont supprimés par des underpass réalisés sur la couche métallique la plus basse (M1). Ces



éléments relient les plans de masse de part et d’autres des lignes de transmission et sont placés au niveau des coudes et de chaque intersection de ligne. Le plan de masse possède une taille de  $1.85 \times 1.87 \text{ mm}^2$  légèrement réduite en comparaison du modèle de simulation précédent. Les antennes sont placées maintenant à une distance de  $130 \mu\text{m}$  de l’anneau métallique (largeur  $9 \mu\text{m}$ ) comme cela est montré sur la Figure 3.23c. L’excitation des antennes est montrée sur les Figure 3.23b et d; cette excitation prend comme référence un underpass qui relie les deux parties du plan de masse du transceiver et sert aussi comme un balun de transition entre les lignes CPW et les lignes CPS.

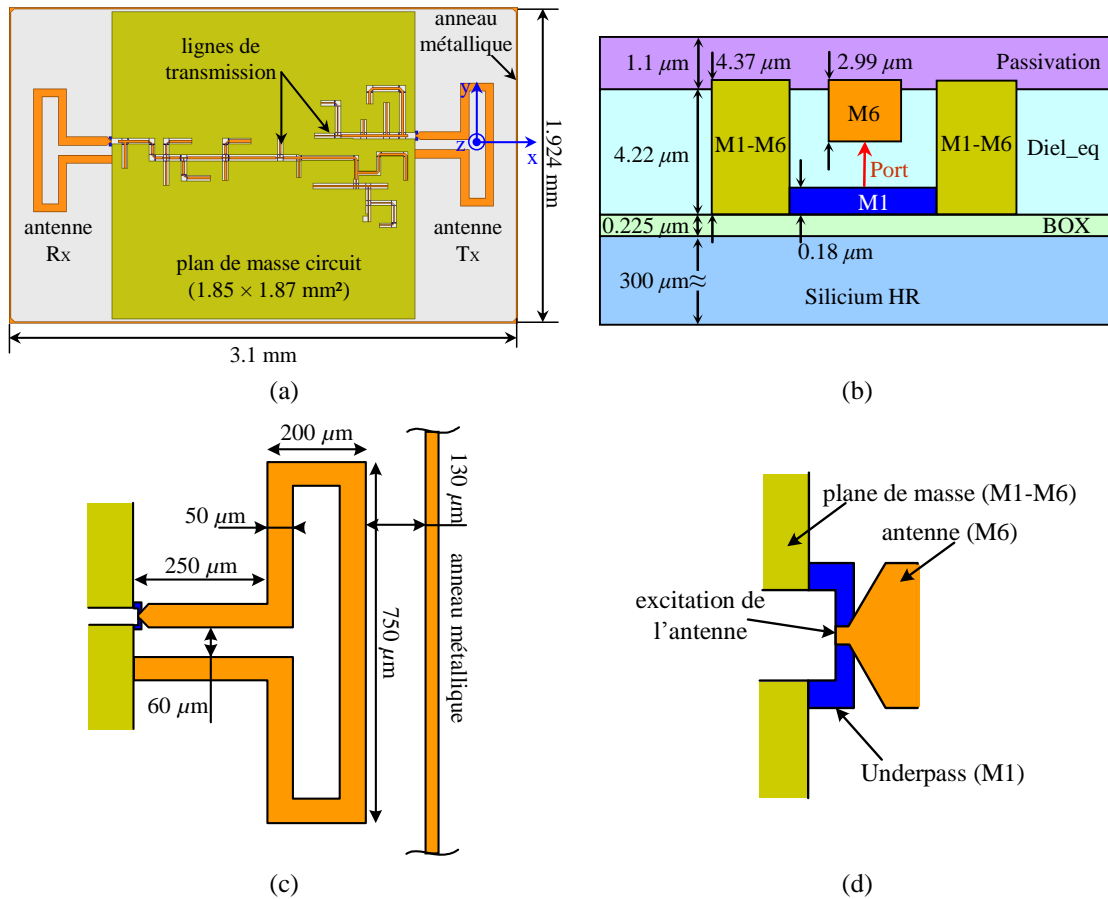


Figure 3.23 : Cinquième modèle de simulation de la puce transceiver ; avec prise en compte des lignes de transmission; circuit complet vu de dessus (a), coupe transversale de la technologie SOI montrant les underpass et l’excitation CPW de l’antenne (b), vue proche de l’antenne (c) et vue proche de l’excitation (d).

La Figure 3.24 montre une comparaison du coefficient de réflexion entre les modèles avec et sans lignes de transmission dans le plan de masse du transceiver. Nous notons que les deux résultats sont assez différents, l’adaptation est toujours mauvaise autour de 60 GHz mais des résonances parasites à 53.6 GHz, 55.44 GHz et 61 GHz sont clairement visibles dans le cas du modèle avec des lignes de transmission.

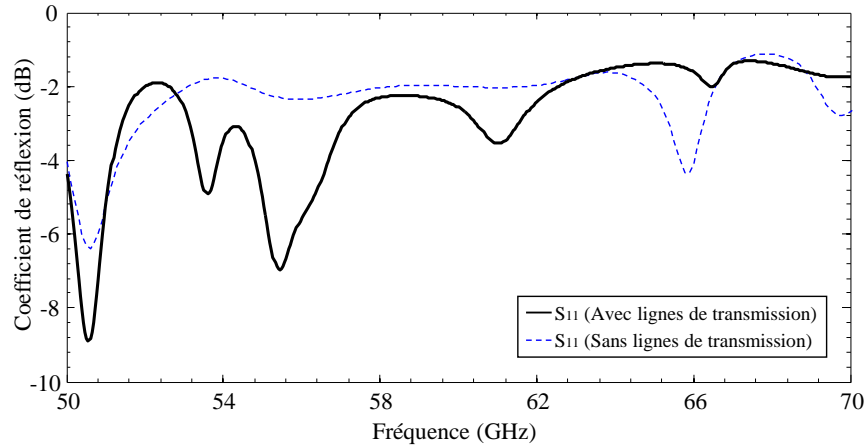


Figure 3.24 : Comparaison du coefficient de réflexion entre les modèles avec et sans lignes de transmission dans le plan de masse du circuit transceiver.

La Figure 3.25a montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz dans les plans E et H. Nous notons que l'allure dans le plan H est la même que dans le cas du plan de masse plein et le niveau de gain est réduit (environ -10 dBi dans l'axe), avec un dépointage de la direction de gain maximal (-4.75 dBi) à  $+22^\circ$ . Sur le plan E, nous notons que l'allure est modifiée avec un gain maximal (1.95 dBi) sur un horizon à  $90^\circ$ . Ces différences peuvent être expliquées par les légères modifications de position des antennes sur la puce. Sur la Figure 3.25b, l'efficacité de rayonnement est présentée. Nous notons de légers changements mais l'efficacité est toujours faible (30% à 60 GHz).

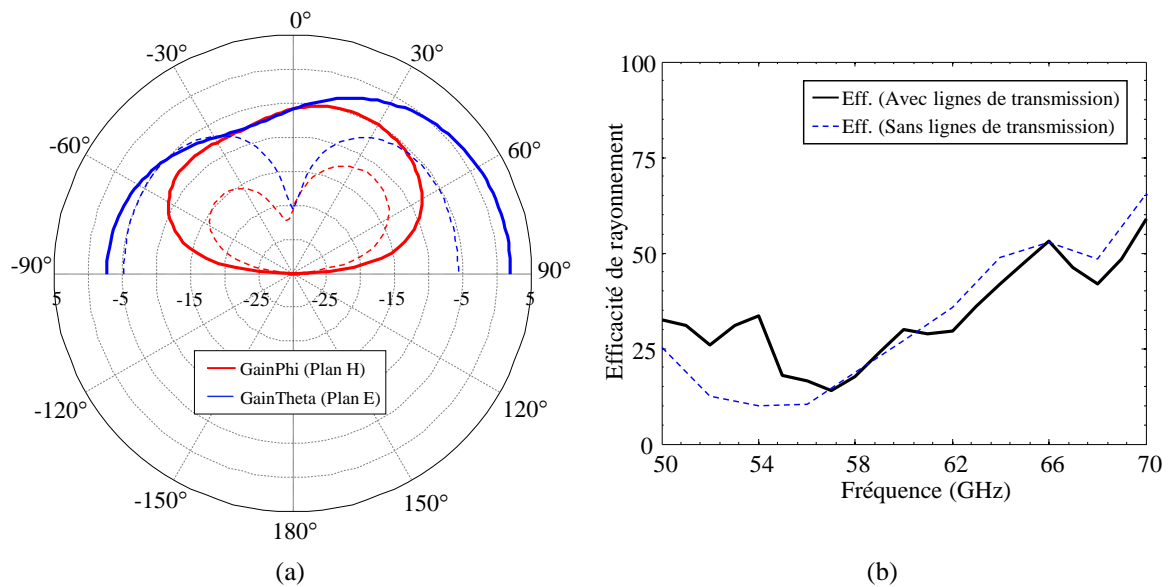


Figure 3.25 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz, polarisation principale (traits pleins) et polarisation croisée (traits pointillés) (a). Comparaison de l'efficacité de rayonnement (b).

### 3.2.4 Synthèses des modèles de simulation de la puce transceiver

Nous avons réalisé jusqu'à présent cinq modèles de simulation de la puce transceiver afin de connaître progressivement l'influence de l'environnement d'intégration.

Le **première modèle** de la puce transceiver, est constitué seulement de deux dipôles repliés (antennes  $T_X$  et  $R_X$ ). Nous avons fixé une longueur initiale d'antenne ( $L = 645 \mu\text{m}$ ) au début de notre simulation afin d'avoir une réponse proche de 60 GHz (**modèle initial**). La symétrie de la structure nous donne un comportement identique en impédance pour les deux antennes.

Afin de prendre en compte la région occupée par le circuit situé dans la partie centrale de la puce, un plan de masse de taille  $1.3 \times 1.9 \text{ mm}^2$  est ajouté sur le **deuxième modèle** de la puce transceiver. Nous considérons toujours une longueur d'antenne ( $L = 645 \mu\text{m}$ ). La présence de ce plan de masse change considérablement la réponse du coefficient de réflexion avec une forte désadaptation, la résonance de l'antenne n'est plus visible et des résonances parasites apparaissent. Nous avons remarqué aussi une augmentation du couplage entre les antennes. Sur le rayonnement de l'antenne dans le plan H, la direction du faisceau est modifiée. Finalement, l'efficacité de rayonnement est réduite avec des creux très prononcés aux fréquences de résonances parasites.

Dans le **troisième modèle** de la puce transceiver, nous avons changé l'excitation des antennes pour nous rapprocher du cas réel. Nous avons constaté que de nouvelles résonances parasites apparaissaient sans modifier sensiblement les niveaux d'adaptation et de couplage. Le rayonnement est peu différent de celui du modèle précédent mais la polarisation croisée augmente considérablement dans le plan H en raison de la perte de symétrie de la structure. Puis, une étude paramétrique de la longueur du dipôle a montré qu'une meilleure adaptation autour de 60 GHz est obtenue pour des longueurs de dipôle entre 700 et 750  $\mu\text{m}$ , donc une longueur d'antenne  $L = 750 \mu\text{m}$  est fixée à partir de ce modèle.

Ensuite, la métallisation de la face arrière du silicium est remplacée par un plan infini et parfaitement conducteur afin de nous rapprocher du plan de métallisation du circuit imprimé sur lequel sera reporté le transceiver. Sur le coefficient de réflexion, nous avons remarqué un petit décalage en fréquence, une forte dégradation de l'adaptation autour de 60 GHz et des résonances parasites toujours présentes. Le couplage maximal devient -2.4 dB autour d'une résonance parasite (54.3 GHz).

Finalement, nous avons pris en compte la région qu'occupent les plots de connexion en élargissant le plan de masse du transceiver dont les dimensions deviennent  $1.9 \times 1.9 \text{ mm}^2$ . Nous notons que l'augmentation de cette largeur dégrade fortement l'adaptation et déplace

considérablement une des résonances parasites vers les basses fréquences (51.5 GHz).

Dans le **quatrième modèle** de la puce transceiver, nous avons pris en compte un anneau métallique placé sur la périphérie de la puce. Nous avons noté que les résonances parasites sont déplacées vers les hautes fréquences et qu'une nouvelle résonance parasite apparaît qui est expliquée par le courant induit sur l'anneau métallique dû à la proximité avec l'antenne. Dans les diagrammes de rayonnement, le niveau de gain dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) et l'efficacité de rayonnement sont fortement réduits.

Finalement, dans le **cinquième modèle**, nous considérons un modèle de simulation plus proche de la réalité sur la région occupée par le circuit transceiver en intégrant les principales lignes de transmission. Le coefficient de réflexion est sensiblement modifié, l'adaptation est toujours mauvaise autour de 60 GHz et des résonances parasites sont clairement visibles. Les diagrammes de rayonnement sont légèrement modifiés en raison de petits changements de position des antennes sur la puce. De même, l'efficacité de rayonnement est légèrement modifiée et toujours faible (30% à 60 GHz).

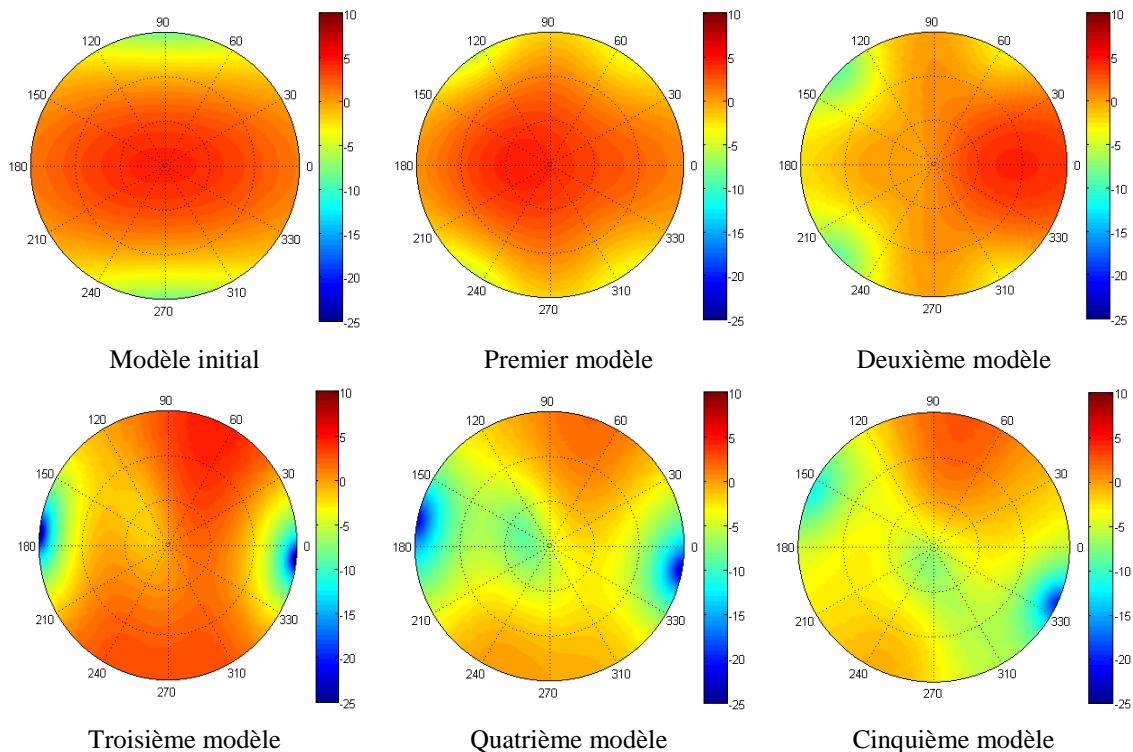
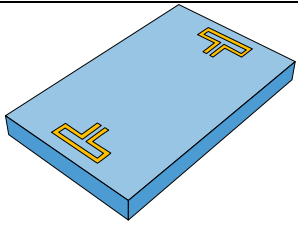
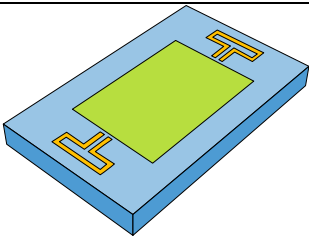
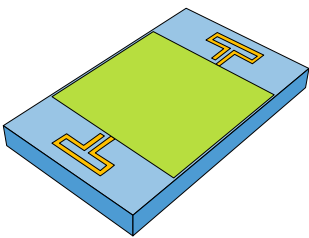
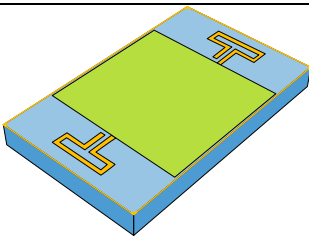
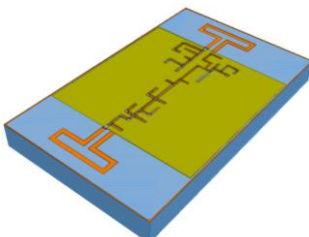


Figure 3.26 : Diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz pour chaque modèle de la puce transceiver.

Finalement le tableau 3.1 résume les performances simulées de chaque modèle de la puce transceiver et la Figure 3.26 montre les diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz pour chaque cas.

Tableau 3.1 : Performances simulées de chaque modèle de la puce transceiver.

Modèle	Remarques	Résultats
 <p>Premier modèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Deux antennes dipôle replié identiques (antenne <math>T_X</math> et <math>R_X</math>).</li> <li>✓ Longueur du dipôle : 645 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>✓ Métallisation de la face arrière du silicium.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Résonance à 56.2 GHz.</li> <li>✓ Bonne adaptation.</li> <li>✓ Bande passante : 18.5%.</li> <li>✓ Gain Max : 4.42 dBi (Plan H, <math>\theta = -20^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain dans l'axe (<math>\theta = 0^\circ</math>) : 4.1 dBi.</li> <li>✓ Efficacité de ray. : 92.4% à 60 GHz.</li> </ul>
 <p>Deuxième modèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Longueur du dipôle : 645 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>✓ Métallisation de la face arrière du silicium.</li> <li>✓ Plan de masse (<math>1.3 \times 1.9 \text{ mm}^2</math>).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Résonance de l'antenne non visible, présence de résonances parasites.</li> <li>✓ Mauvaise adaptation et augmentation du couplage entre les deux antennes.</li> <li>✓ Gain Max Plan H: 3.84 dBi (<math>\theta = +54^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain Max Plan E: 0.5 dBi (<math>\theta = 0^\circ</math>).</li> <li>✓ Efficacité de ray. : 77.2% à 60 GHz.</li> </ul>
 <p>Troisième modèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Longueur du dipôle : 750 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>✓ Changement de l'excitation de l'antenne.</li> <li>✓ Métal. arrière : plan infini et parfaitement conducteur.</li> <li>✓ Plan de masse (<math>1.9 \times 1.9 \text{ mm}^2</math>).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Résonance de l'antenne non visible, présence de résonances parasites.</li> <li>✓ Mauvaise adaptation et fort couplage entre les deux antennes.</li> <li>✓ Gain Max Plan H : 1.43 dBi (<math>\theta = +28^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain Max Plan E : 3.06 dBi (<math>\theta = +90^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain dans l'axe (<math>\theta = 0^\circ</math>) : -1.23 dBi.</li> <li>✓ Efficacité de ray. : 60% à 60 GHz.</li> </ul>
 <p>Quatrième modèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Longueur du dipôle : 750 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>✓ Anneau métallique sur la périphérie de la puce.</li> <li>✓ Métal. arrière : plan infini et parfaitement conducteur.</li> <li>✓ Plan de masse (<math>1.9 \times 1.9 \text{ mm}^2</math>).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Résonance de l'antenne non visible, présence de résonances parasites.</li> <li>✓ Mauvaise adaptation</li> <li>✓ Gain Max Plan H : -3.07 dBi (<math>\theta = +28^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain Max Plan E : 0.99 dBi (<math>\theta = +90^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain dans l'axe (<math>\theta = 0^\circ</math>) : -6.82 dBi.</li> <li>✓ Faible efficacité de ray. : 27% à 60 GHz.</li> </ul>
 <p>Cinquième modèle</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Longueur du dipôle : 750 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>✓ Métal. arrière : plan infini et parfaitement conducteur.</li> <li>✓ Layout simplifié du circuit avec les principales lignes de transmission</li> <li>✓ Plan de masse (<math>1.85 \times 1.87 \text{ mm}^2</math>).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Résonance de l'antenne non visible, présence de résonances parasites.</li> <li>✓ Mauvaise adaptation</li> <li>✓ Gain Max. Plan H : -4.75 dBi (<math>\theta = +22^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain Max Plan E : 1.95 dBi (<math>\theta = +90^\circ</math>).</li> <li>✓ Gain dans l'axe (<math>\theta = 0^\circ</math>) : -5.87 dBi.</li> <li>✓ Faible efficacité de ray. : 30% à 60 GHz.</li> </ul>

### 3.3 Influence du boîtier QFN sur l'antenne intégrée

Cette partie a pour objectif de compléter le modèle de simulation de la puce par la prise en compte de son boîtier. Nous allons étudier l'influence de ce nouvel élément sur l'adaptation et le rayonnement de l'antenne.

Un boîtier QFN (Quad Flat No lead) est utilisé pour encapsuler des circuits intégrés et les reporter sur un circuit imprimé (PCB) en utilisant les techniques SMD (Surface Mounted Devices). Dans notre cas, les dimensions de la base du boîtier utilisé (QFN48L) sont  $7 \times 7 \text{ mm}^2$  et la hauteur du boîtier est de 1.75 mm en prenant en compte le capot de protection. Il possède 48 connexions électriques (Figure 3.27). Ce boîtier sera donc utilisé pour placer et protéger notre circuit millimétrique en se servant des pads de connexions pour le connecter avec la carte électronique de test.

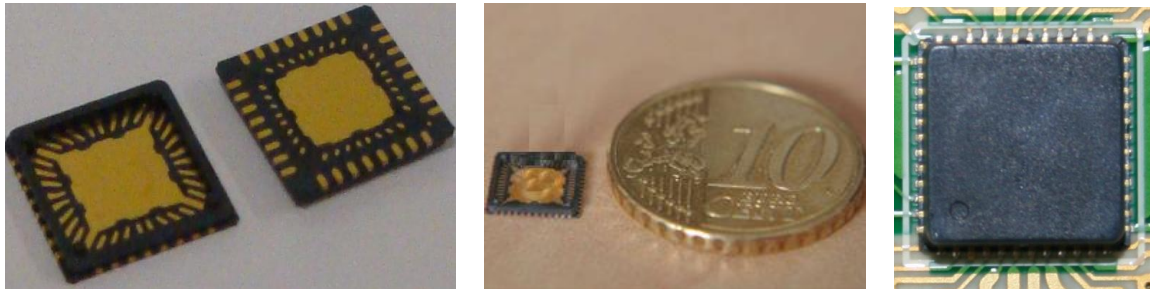


Figure 3.27 : Boîtier QFN48L.

#### 3.3.1 Modélisation

La description détaillée du boîtier QFN48L est présentée dans l'annexe A.3; un modèle 3D a été dessiné sur le logiciel de CAO 3D SolidWorks puis exporté vers Ansys-HFSS. Ce boîtier est constitué de LCP (Liquid Crystal Polymer) avec une permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 3.225$  et une tangente de pertes  $\tan\delta = 0.007$ ; ces caractéristiques ont été extraites de mesures en guide d'un échantillon de matériau. Les pads de connexions et le pad central du boîtier sont en cuivre de 0.2 mm d'épaisseur. La puce est positionnée sur le pad central et connectée aux pads par des fils d'interconnexions (wirebonding) en aluminium de 25  $\mu\text{m}$  de diamètre (43 fils d'interconnexions en totalité, Figure 3.28), ces connexions ont été réalisées de façon aussi symétrique que possible en évitant de passer trop proche ou au-dessus des antennes pour minimiser l'influence sur leur rayonnement. La hauteur maximale du fil d'aluminium est autour de 200  $\mu\text{m}$  au-dessus du plan de masse du transceiver (Figure 3.29); cette hauteur a été choisie de façon à ménager un espace suffisant sous le capot pour placer un substrat avec des éléments rayonnants couplés comme cela sera montré plus loin dans ce chapitre.



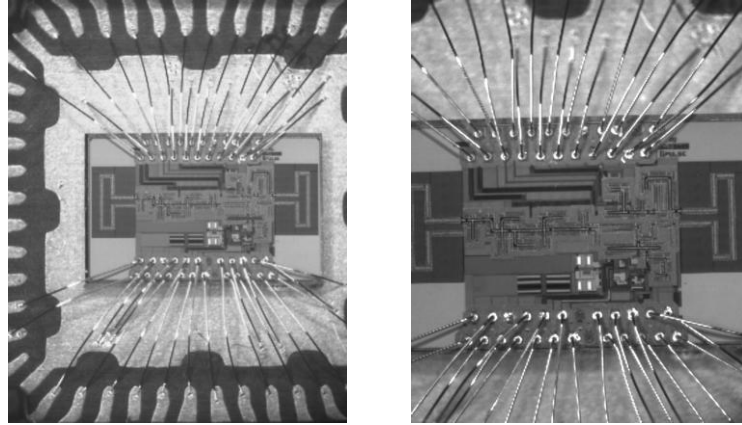


Figure 3.28 : Photographie de la puce transceiver à l'intérieur du boîtier QFN montrant le câblage du transceiver par des fils d'interconnexion en aluminium.

Le transceiver encapsulé dans le boîtier QFN (avec capot amovible) est placé sur une carte électronique de test qui permet de le contrôler. Les mesures présentées au long de ce chapitre sont réalisées avec le circuit émetteur configuré en mode continu ou CW (Continuous-Wave) avec une fréquence ajustable sur la plage de fonctionnement du VCO entre 59.8 et 62.4 GHz.

Puis, ce système a été modélisé sous le logiciel Ansys-HFSS en incluant les 43 fils d'interconnexion. Le boîtier est placé sur un plan métallique infini représentant la métallisation du circuit imprimé. Nous allons donc étudier l'effet des nouveaux éléments ajoutés (boîtier, capot et fil d'interconnexions) progressivement pour voir l'effet sur les performances des antennes (adaptation et diagramme de rayonnement).

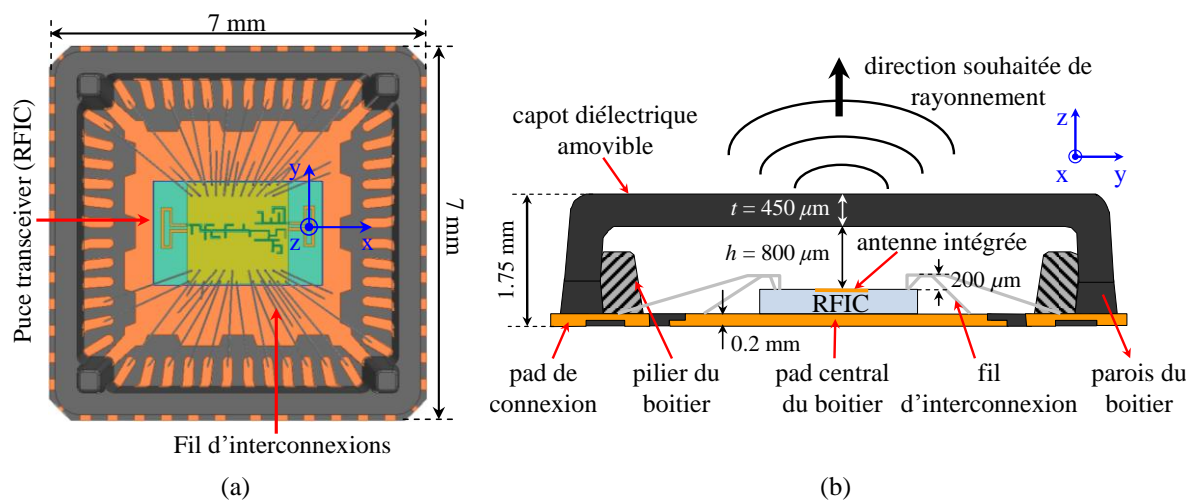


Figure 3.29 : Vue de dessus de la puce transceiver montée dans le boîtier QFN48L sans capot (a). Coupe transversale du transceiver monté sur le boîtier QFN48L avec capot (b).

### 3.3.2 Influence du boîtier sans capot

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence du boîtier (partie basse uniquement, sans capot) puis des fils d'interconnexions sur l'adaptation et le rayonnement de l'antenne de façon indépendante.

#### 3.3.2.1 Influence du boîtier sans fil d'interconnexion

La Figure 3.30a montre la réponse du coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  avec et sans boîtier QFN. Nous notons de faibles changements sur le coefficient de réflexion de l'antenne qui est toujours fortement désadaptée. La réponse est faiblement décalée vers les basses fréquences dans le cas avec boîtier. Des résonances parasites autour de 60 GHz sont visibles à 55.3 GHz et 60.4 GHz.

Sur les diagrammes de rayonnement à 60 GHz de l'antenne  $T_X$  dans les plans principaux E et H (Figure 3.30b,c), nous notons clairement des différences dans le plan E, un nul de rayonnement apparaît autour de  $-30^\circ$ .

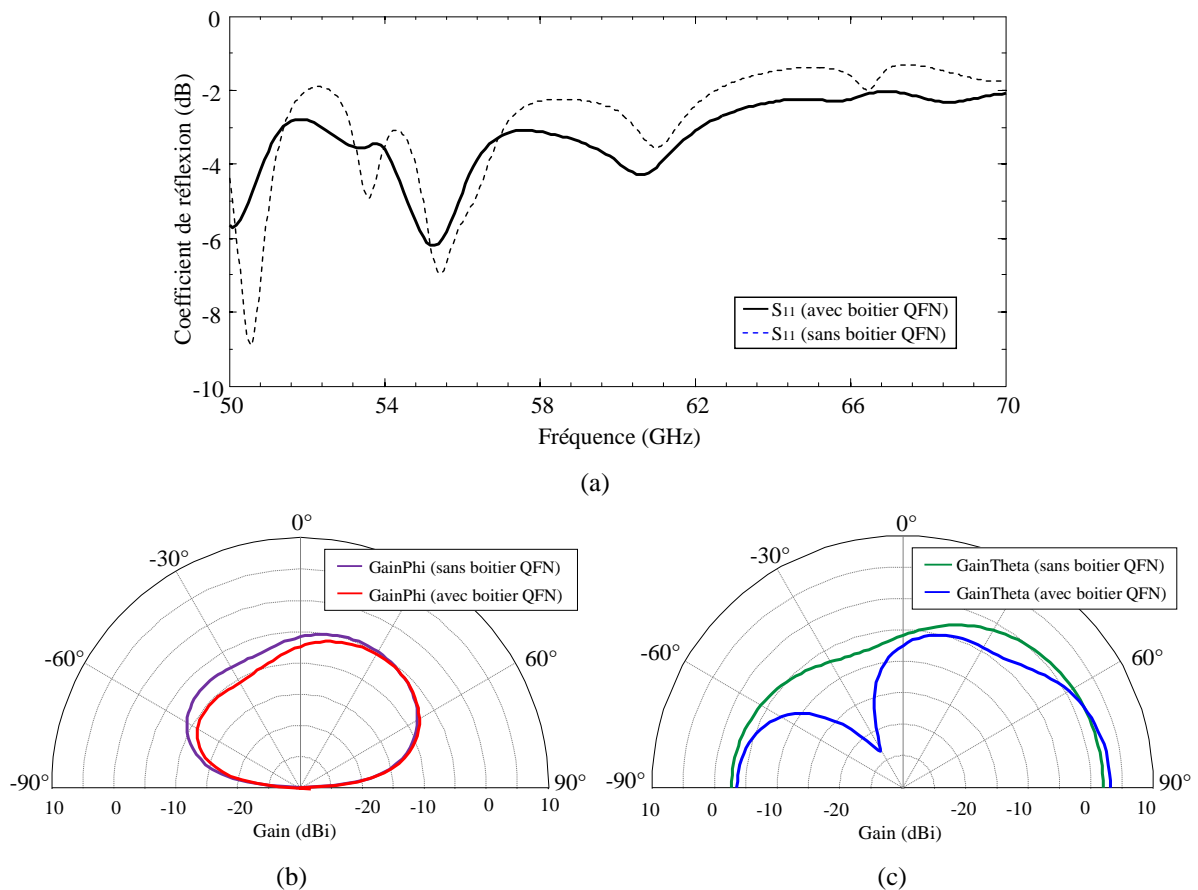


Figure 3.30 : Coefficient de réflexion (a), et diagrammes de rayonnement à 60 GHz dans le plan E (b) et H (c) de l'antenne intégrée avec et sans boîtier QFN.



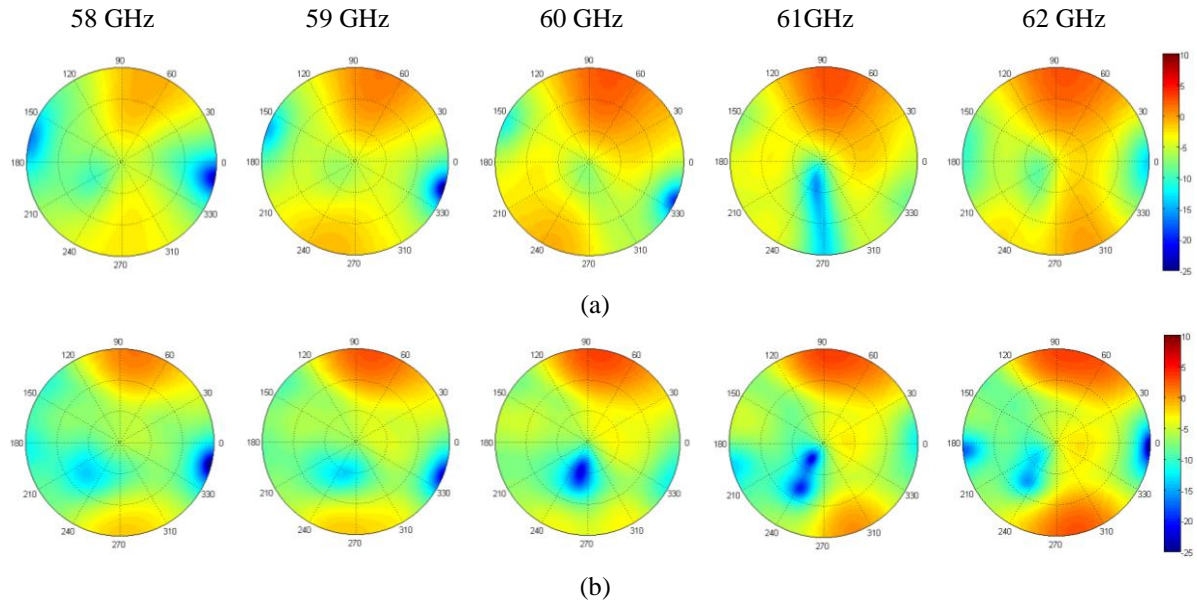


Figure 3.31 : Diagrammes 2D du gain total simulé à différentes fréquences de l'antenne intégrée sans boîtier (a) et avec boîtier QFN (b).

Pour aller plus loin, nous avons fait une étude du gain total simulé en 2D pour plusieurs fréquences (Figure 3.31) autour de 60 GHz pour les cas sans et avec boîtier QFN. Pour le cas sans boîtier, nous notons que le diagramme de rayonnement présente un nul proche de l'axe à 61 GHz dû à la résonance parasite liée à l'anneau métallique. Dans le cas avec boîtier, un nul est présent près de l'axe à toutes les fréquences étudiées mais plus clairement à 60 et 61 GHz ; ce nul peut s'attribuer à des effets de diffraction sur les parois du boîtier.

### 3.3.2.2 Influence du boîtier avec fils d'interconnexions

Nous prenons maintenant en compte les 43 fils d'interconnexions, ce modèle de simulation est plus proche de la réalité et sera donc le modèle final de simulation de la puce encapsulée dans le boîtier QFN. La Figure 3.32a montre une comparaison de la réponse du coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  pour deux cas différents, avec et sans fils d'interconnexion. Nous notons que, pour le cas avec fils d'interconnexion, la réponse est décalée vers les hautes fréquences, avec des résonances parasites à 56.7 GHz et 60.8 GHz. De plus, l'adaptation est un peu meilleure autour de 60 GHz (-5.4 dB).

Les Figure 3.32b,c montrent les diagrammes de rayonnement de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz pour les deux cas précédents. Dans le plan H, nous notons que le gain est augmenté dans le cas avec fils d'interconnexions, avec une valeur de gain maximale de -1.96 dBi à 18°.

Dans le plan E, nous notons que le gain augmente sur les côtés du boîtier dans le cas

avec fils d'interconnexion jusqu'à une valeur maximale de gain de l'ordre 3.6 dBi sur l'horizon ( $\theta = \pm 90^\circ$ ). Le gain dans l'axe est de l'ordre -3 dBi.

Nous avons fait une étude du gain total simulé en 2D pour plusieurs fréquences autour de 60 GHz (Figure 3.33), nous notons que les diagrammes sont stables pour toutes les fréquences étudiées. Le niveau de gain maximal est orienté vers les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ). Un effet positif des fils d'interconnexion sur les diagrammes de rayonnement est noté.

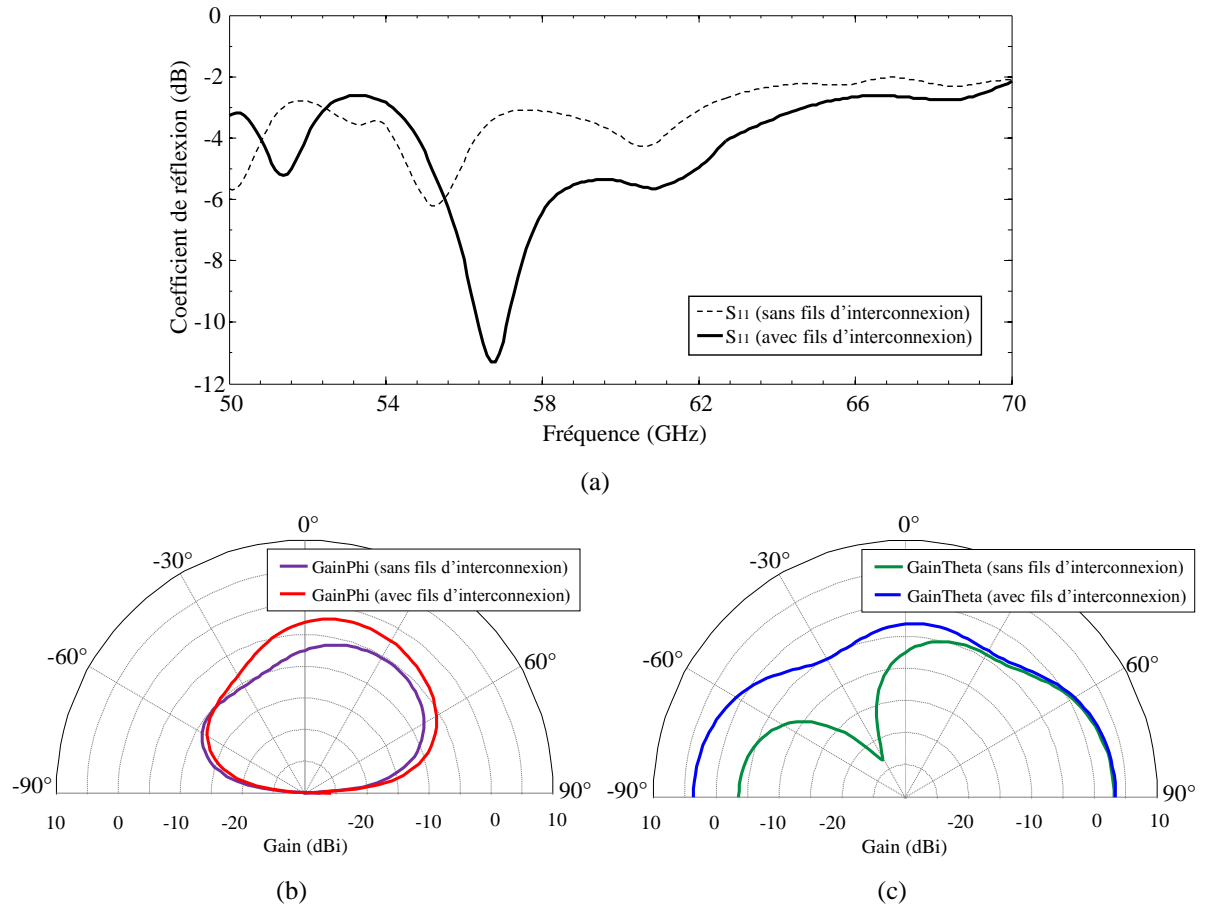


Figure 3.32 : Coefficient de réflexion (a) et diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans H (b) et E (c) avec et sans fils d'interconnexion.

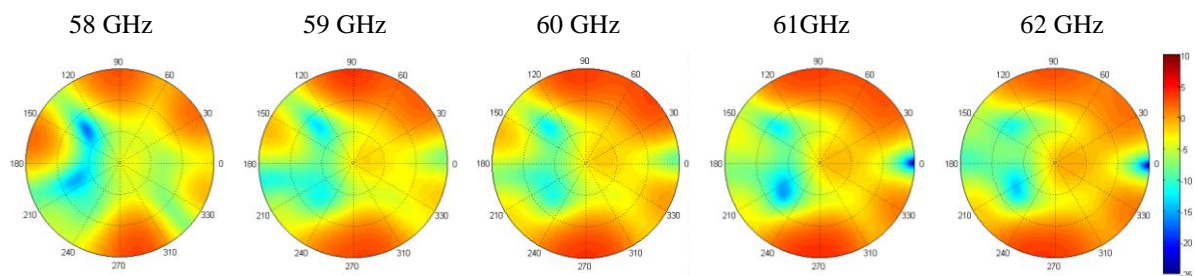


Figure 3.33 : Diagrammes 2D du gain total simulé à différentes fréquences de l'antenne intégrée avec boîtier QFN et fils d'interconnexion.

La Figure 3.34 montre les cartographies de champ électrique simulé à 60 GHz dans les

plans principaux pour l'antenne intégrée en boîtier QFN (sans capot) avec tous ses fils d'interconnexions. Nous notons dans le plan E une distribution symétrique du champ électrique et aussi une forte intensité des champs autour du substrat silicium et des fils d'interconnexions. Dans le plan H, nous notons une forte intensité des ondes de substrats qui traversent le substrat silicium HR jusqu'à l'antenne  $R_X$ .

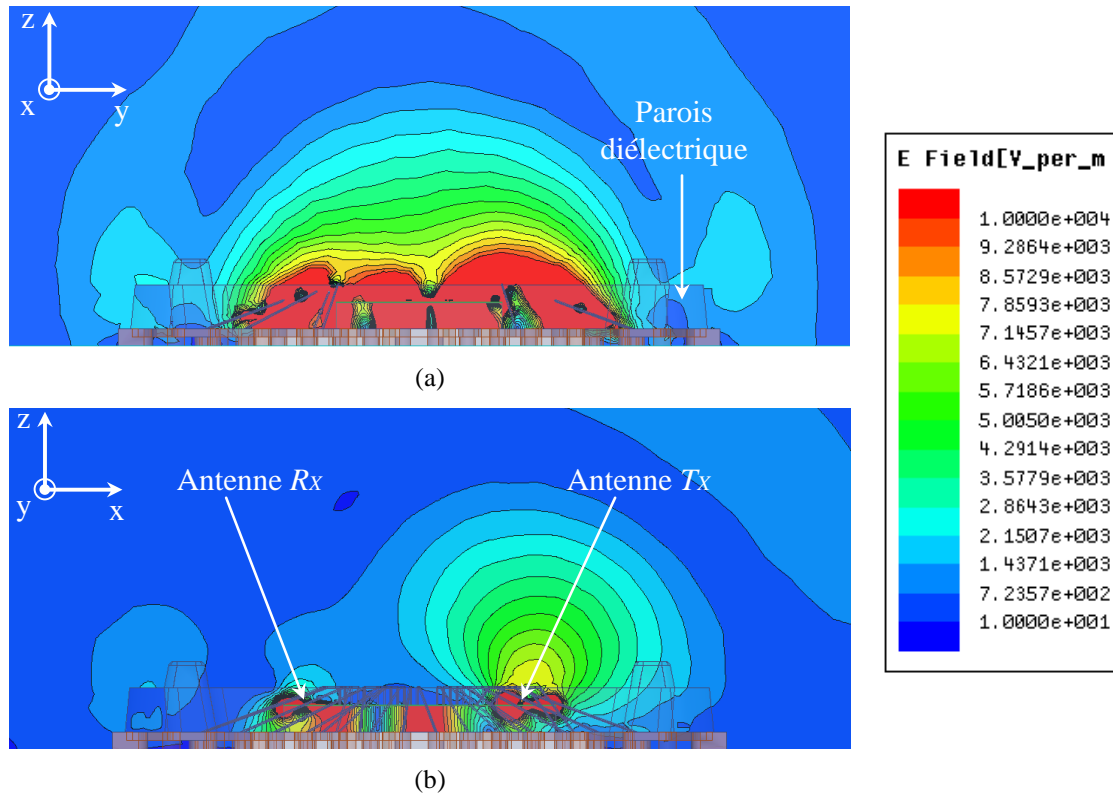


Figure 3.34 : Cartographie du champ électrique à 60 GHz dans les plans E (a) et H (b) de l'antenne intégrée en boîtier QFN (sans capot).

La Figure 3.35a présente les paramètres  $S$  et l'efficacité de l'antenne; nous notons que la réponse du coefficient de réflexion de l'antenne  $R_X$  ( $S_{22}$ ) est légèrement différente de celle de l'antenne  $T_X$  ( $S_{11}$ ), ce qui s'explique par un placement légèrement asymétrique des antennes dans le modèle ainsi que par les fils d'interconnexion qui sont différents à proximité des deux antennes. Le coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz est de -5.4 dB et correspond à une impédance d'entrée  $Z_{II} = 26.1 + j38 \Omega$ . Le coefficient de couplage ( $S_{12}$ ) entre les antennes  $T_X$  et  $R_X$  reste faible et inférieur à -10 dB dans toute la bande (-21.1 dB à 60 GHz). L'efficacité simulée de l'antenne est faible et inférieure à 50% dans toute la bande avec une valeur de 35.3% à 60 GHz; cette valeur est légèrement meilleure que dans le cas de fonctionnement de l'antenne seule sans fil d'interconnexion (paragraphe 3.2.3 et 3.3.2.1), ceci est attribué aux nombreux fils d'interconnexions qui

relient la masse du circuit transceiver avec le pad central métallique du boîtier et qui ont pour effet la réduction de l'excitation des modes dans le silicium.

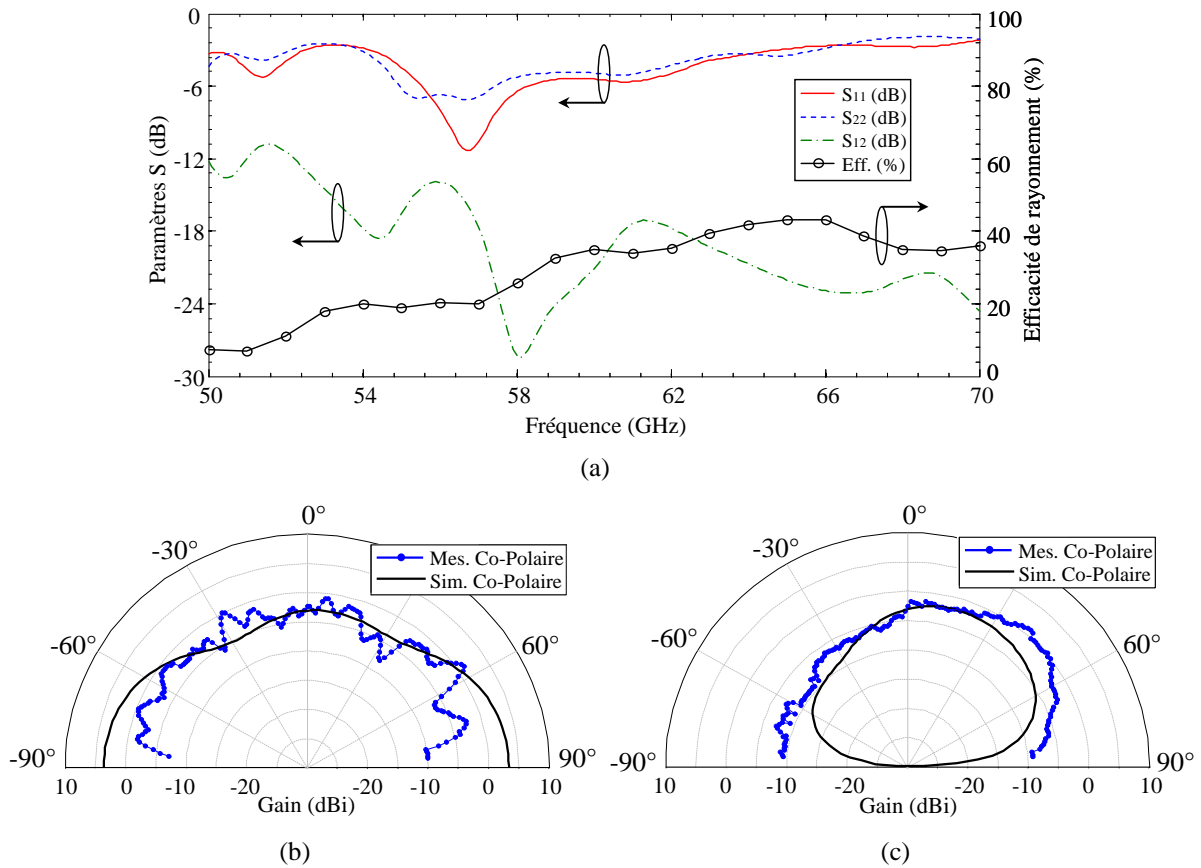


Figure 3.35 : Performances de l'antenne intégrée en boîtier QFN (sans capot); paramètres  $S$  et efficacité de rayonnement (a), gain mesuré et simulé dans le plan E (b) et le plan H (c).

Les Figure 3.35b,c montrent les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne  $T_X$  dans les plans principaux E et H à 60 GHz. Les mesures sont réalisées suivant la procédure décrite en l'annexe A.2. Ces diagrammes présentent un bon accord dans les deux plans. Le rayonnement dans le plan E présente un gain maximal simulé de 3.3/3.6 dBi sur les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ) du fait que la carte de test est modélisée comme un plan de masse infini. En pratique, les dispersions dues aux connecteurs et autres composants sur la carte de test génèrent des ondulations dans ce plan, mais le gain moyen mesuré sur le secteur angulaire  $\pm 60^\circ$  est en bon accord avec la simulation.

Les gains mesurés et simulés sur l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) sont respectivement de -2.3 dBi et -3 dBi. Dans le plan H, le dépointage du faisceau est clairement observé sur le diagramme de rayonnement mesuré; le gain maximal est de l'ordre -2 dBi à  $18^\circ$  en simulation et 1 dBi à  $41^\circ$  en mesure. Le diagramme présente moins d'ondulations dans ce plan que dans le plan E, ceci est attribué à un faible rayonnement vers les horizons, ce qui engendre moins

de réflexions parasites sur les autres composants de la carte de test.

### 3.3.3 Influence du boîtier avec capot

Le capot du boîtier QFN est lui aussi composé de matériau diélectrique LCP ( $\epsilon_r = 3.225$ ,  $\tan\delta = 0.007$ ), son épaisseur est de 0.45 mm et il est placé à 0.8 mm au-dessus de la puce. En première approximation de son impact sur la performance de l'antenne, il est utile de considérer les coefficients de réflexion ( $\Gamma$ ) et transmission ( $T$ ) pour le cas d'une onde plane en incidence normale sur une couche diélectrique d'épaisseur  $t$  [3].

$$\Gamma = \frac{\Gamma_{1+} + \Gamma_{2+}e^{-j2\gamma t}}{1 + \Gamma_{2+}\Gamma_{1+}e^{-j2\gamma t}}, \quad T = \frac{\tau_{1+}\tau_{2+}e^{-j\gamma t}}{1 + \Gamma_{2+}\Gamma_{1+}e^{-j2\gamma t}} \quad (3.3)$$

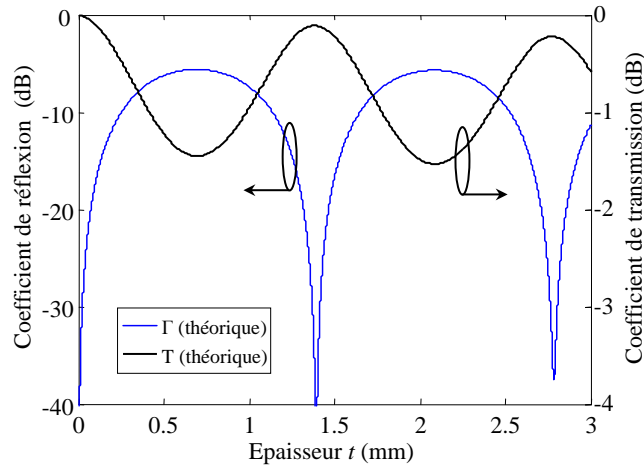
$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_g} \sqrt{1 - j \tan \delta}, \quad \epsilon^* = \epsilon_r(1 - j \tan \delta) \quad (3.4)$$

Où  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ ,  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide,  $\Gamma_{1+}$  et  $\tau_{1+}$  sont les coefficients de réflexion et transmission sur la première interface, et  $\Gamma_{2+}$  et  $\tau_{2+}$  sont les coefficients de réflexion et transmission sur la deuxième interface.

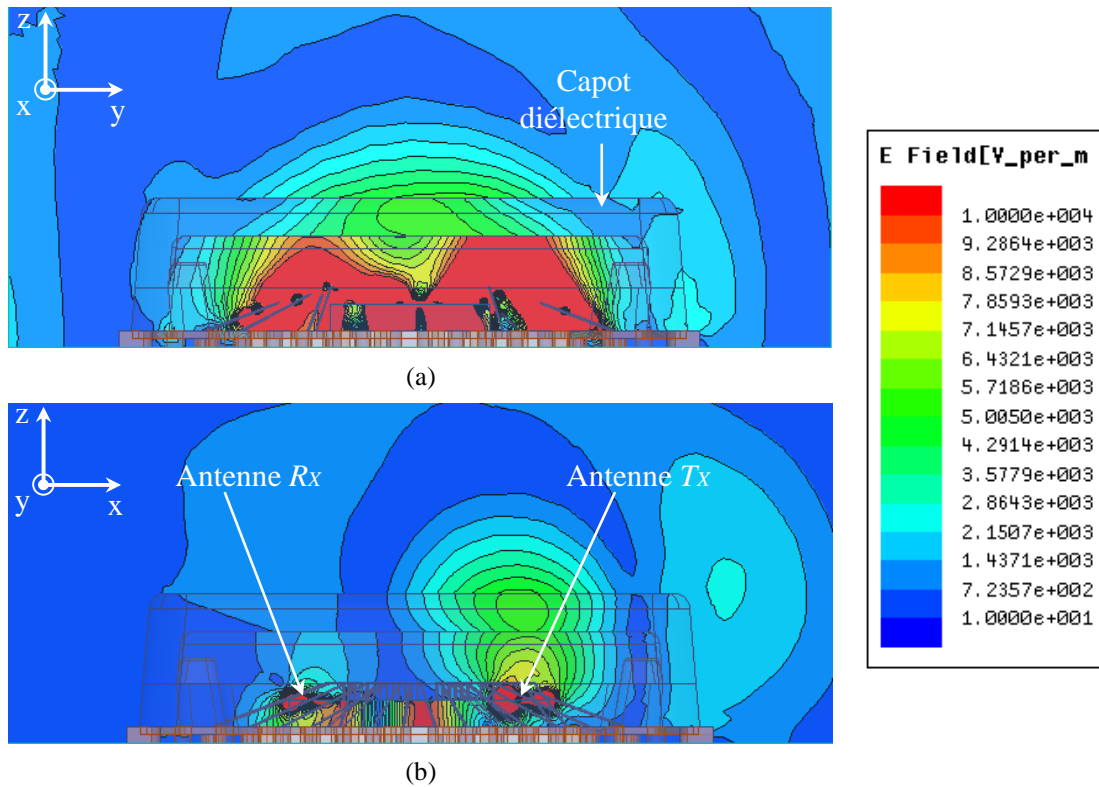
$$\Gamma_{1+} = \frac{1 - \sqrt{\epsilon^*}}{1 + \sqrt{\epsilon^*}}, \quad \tau_{1+} = \frac{2}{1 + \sqrt{\epsilon^*}} \quad (3.5)$$

$$\Gamma_{2+} = \frac{\sqrt{\epsilon^*} - 1}{1 + \sqrt{\epsilon^*}}, \quad \tau_{2+} = \frac{2\sqrt{\epsilon^*}}{1 + \sqrt{\epsilon^*}} \quad (3.6)$$

La transmission minimale et la réflexion maximale se produisent pour une épaisseur  $t$  égale aux multiples impairs de  $\lambda_g/4$  (0.696 mm dans le cas du LCP) comme cela est montré sur la Figure 3.36. Ceci nous permet de conclure qu'un capot standard d'épaisseur ( $t = 0.45$  mm) est plutôt défavorable puisque les coefficients de réflexion et transmission à 60 GHz sont proches de leur valeur maximum (-6.7 dB) et minimum (-1.1 dB), respectivement.



Selon les résultats de simulation, la Figure 3.37 montre les cartographies du champ électrique à 60 GHz dans les plans principaux pour l'antenne intégrée en boîtier QFN avec capot. Nous pouvons valider un fort impact sur le champ électrique (figure 3.35) dans le deux plans dû au placement proche (0.8 mm) et l'épaisseur (0.45 mm) du capot.



Le capot du boîtier ne change pas de façon significative le coefficient de réflexion des antennes (Figure 3.38a). Nous notons une légère augmentation du coefficient de couplage (-20.5 dB à 60 GHz) et de l'efficacité de rayonnement (43.3% à 60 GHz). En revanche, les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont fortement affectés par le capot du boîtier. Dans le plan E, le diagramme de rayonnement à 60 GHz montre un gain maximal en simulation de 1.43/2.36 dBi sur les horizons ( $\theta = \pm 90^\circ$ ), mais avec un gain réduit sur l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) de -7.1 dBi en simulation et -8.4 dBi en mesure (Figure 3.38b). Dans le plan H, la simulation prévoit un gain maximal de l'ordre -1.29 dBi à  $56^\circ$  et un nul de rayonnement de -25.6 dBi à  $-36^\circ$  (Figure 3.38c). Sur les résultats expérimentaux, ce nul de rayonnement n'est pas mesurable en raison du plancher de bruit du dispositif de mesure, qui correspond à un gain minimal de l'ordre -11.6 dBi comme expliqué dans l'annexe A.2.

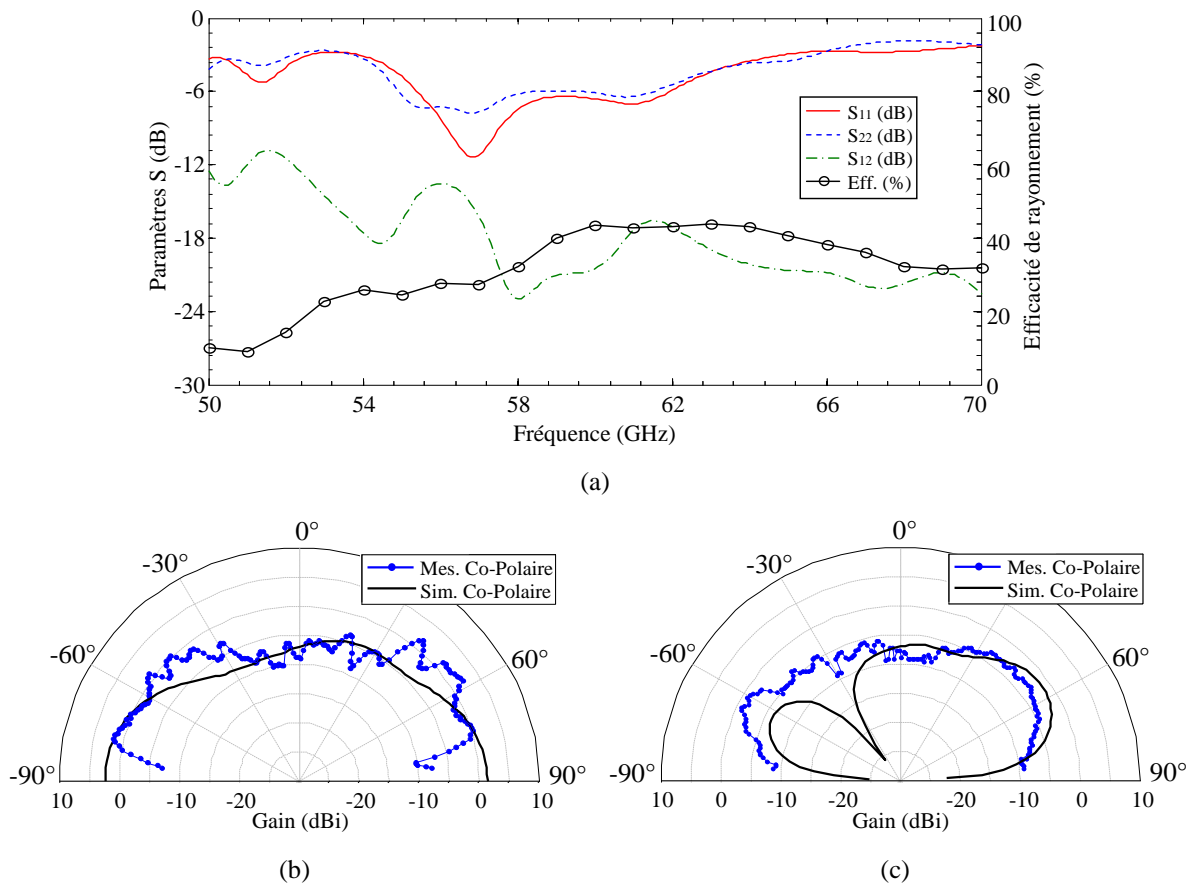


Figure 3.38 : Performances de l'antenne intégrée en boîtier QFN (avec capot); paramètres S et efficacité de rayonnement (a), gain mesuré et simulé dans le plan E (b) et le plan H (c).



La Figure 3.39 montre une comparaison sur un diagramme 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier QFN pour les cas avec et sans capot. Nous notons clairement des différences entre les deux cas, avec un fort impact du capot qui a pour effet de perturber le diagramme de rayonnement sur les côtés du boîtier et de faire apparaître, aussi un nul de rayonnement à l'élévation  $38^\circ$  dans le plan H, proche de la direction principale de rayonnement désiré ( $\theta = 0^\circ$ ).

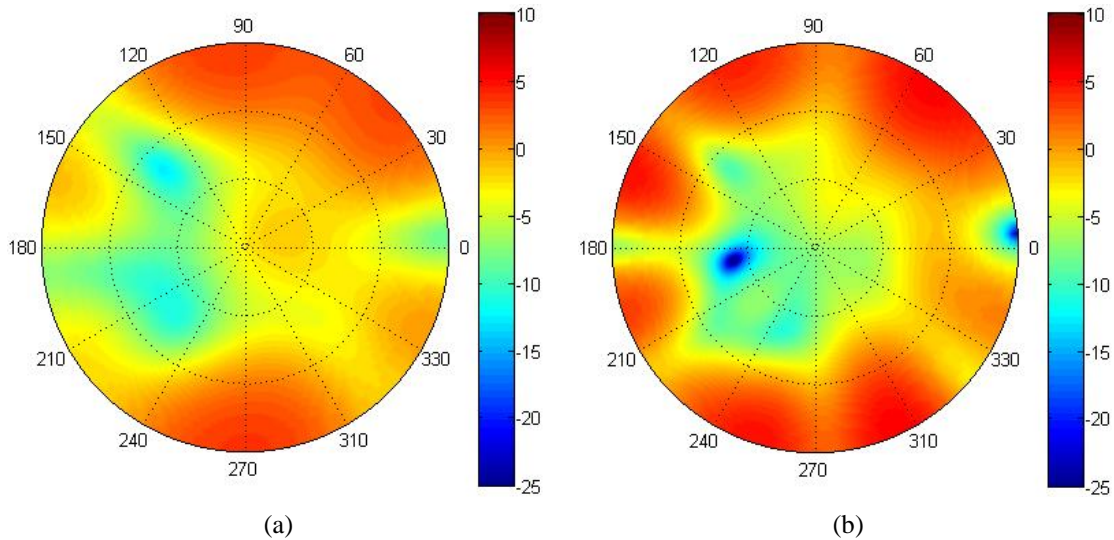


Figure 3.39 : Comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier QFN sans capot (a) et avec capot (b).

La sensibilité du diagramme de rayonnement à 60 GHz à l'épaisseur du capot a été étudiée en simulation et en expérimentation (Figure 3.40). Selon la Figure 3.36, pour pouvoir réduire l'impact du capot, il faut s'éloigner du point de réflexion maximale, donc réduire l'épaisseur du capot ( $t = 0.1$  mm) peut être favorable. Nous notons en simulation une augmentation du gain dans l'axe de 1.9 dB pour une épaisseur de 0.1 mm en comparaison avec l'épaisseur standard de 0.45 mm. Cette augmentation est en bon accord avec l'estimation théorique faite précédemment des pertes de transmission à travers une couche diélectrique LCP. Dans le plan H, le diagramme de rayonnement est très sensible à l'épaisseur du capot, nous notons que le nul de rayonnement à  $38^\circ$  reste inchangé quel que soit l'épaisseur.

Sur les résultats expérimentaux des diagrammes de rayonnement à 60 GHz, un gain dans l'axe de -2.3 dBi est obtenu dans le cas sans capot, -6.84 dBi dans le cas  $t = 0.1$  mm et -8.4 dBi dans le cas  $t = 0.45$  mm. Nous pouvons donc constater que le gain dans l'axe est augmenté quand l'épaisseur du capot est réduite.



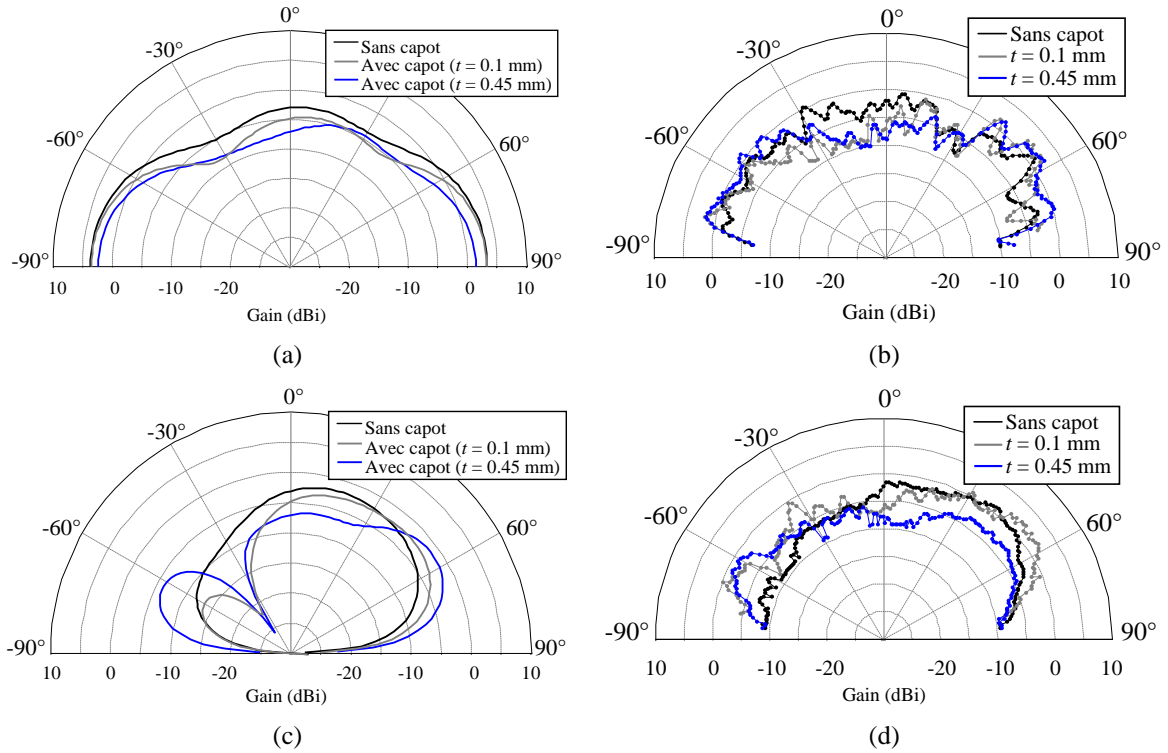


Figure 3.40 : Diagrammes de rayonnement de l’antenne intégrée en boîtier QFN sans capot et avec différentes épaisseurs du capot ( $t$ ); dans le plan E en simulation (a) et mesure (b); et dans le plan H en simulation (c) et mesure (d).

### 3.4 Utilisation d’éléments rayonnants couplés

Au terme des parties précédentes, nous constatons les faibles performances de l’antenne dipôle replié intégrée, principalement en raison du substrat silicium qui génère des pertes et des modes dans le substrat, le large plan de masse du circuit transceiver qui augmente les modes dans le substrat, l’anneau métallique de découpe de la puce qui ajoute des résonances parasites et le capot du boîtier qui a pour effet une atténuation du gain de l’antenne et la génération de nuls de rayonnement. Dans cette partie, nous cherchons à améliorer les performances de rayonnement sans modifier les dimensions ou la structure de l’antenne intégrée sur la puce. Une stratégie à faible coût pour améliorer ces performances (voir chapitre 2) est d’utiliser des éléments rayonnants de type patch [4]–[6] couplés à l’antenne dipôle intégrée dans le but d’améliorer l’adaptation, la largeur de bande, le gain et l’efficacité de rayonnement. Il est possible également de mieux maîtriser le diagramme de rayonnement en orientant le faisceau dans la direction souhaitée (dans l’axe).

### 3.4.1 Substrat mince avec patches couplés

L'impression directe des couches métalliques sur le capot du boîtier n'a pas pu être réalisée dans le cadre de ces travaux. Par conséquent, un substrat RT-Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta = 0.0009$ ) d'épaisseur ( $t_{sub} = 127 \mu m$ ) a été utilisé pour imiter un capot mince. Ce substrat est placé sur les quatre piliers à chaque coin du boîtier, ce qui définit la distance entre le patch et l'antenne intégrée  $h_{patch} = 500 \mu m$  (Figure 3.41). Les dimensions du substrat Duroid sont  $6.56 \times 6.56 mm^2$  et il est maintenu en position pendant la caractérisation en utilisant des points de colle sur chaque pilier.

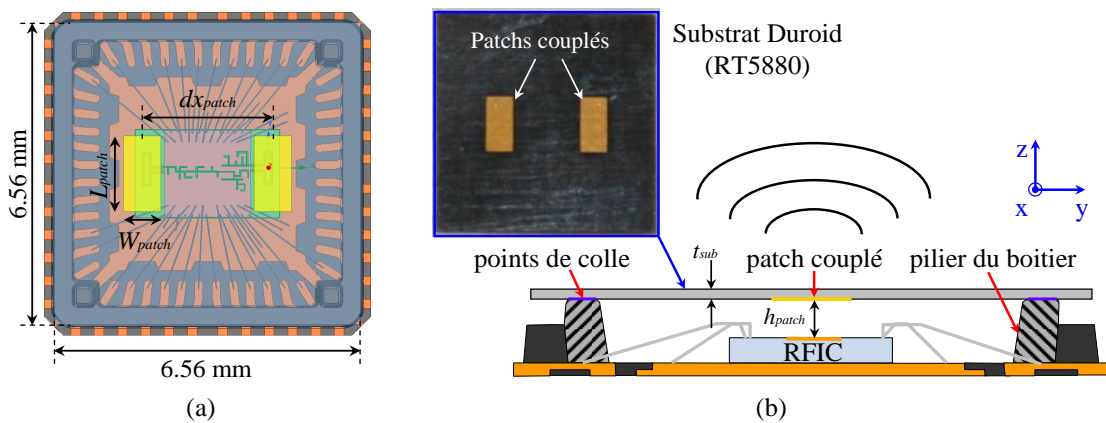


Figure 3.41 : Description du transceiver intégré en boîtier QFN avec des antennes patches couplées au-dessus des antennes dipôles repliés intégrées; vue de dessus (a), coupe transversale du transceiver et photographie des patches fabriqués (b).

Les deux patches rectangulaires sont identiques et sont imprimés sur la face inférieure du substrat. Ils sont placés au-dessus de chaque dipôle intégré. Les paramètres ( $L_{patch}$ ,  $W_{patch}$  et  $dx_{patch}$ ) sont optimisés pour avoir une bonne adaptation. L'antenne patch présente une longueur  $L_{patch} = 1.65 mm$  selon le plan E et une largeur  $W_{patch} = 0.8 mm$  selon le plan H. Les deux patches sont séparés par une distance  $dx_{patch} = 2.8 mm$ .

Selon les résultats de simulation (Figure 3.42a), nous constatons une amélioration de l'adaptation. Le coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  ( $S_{11}$ ) reste inférieur à -9.3 dB entre 54 et 62 GHz, soit donc une bande passante de 13.3%. Le niveau du  $S_{11}$  à 60 GHz est -10.9 dB, en nette amélioration par rapport au cas de l'antenne intégrée seule (-5.4 dB). L'antenne est donc relativement bien adaptée et son impédance d'entrée à 60 GHz est  $Z_{11} = 28.3 + j5.5 \Omega$ , qui correspond à une puissance de sortie du PA  $P_T = 3.6 dBm$  (annexe A.2). Nous notons aussi le phénomène de double résonance (1<sup>er</sup> résonance à 55.7 GHz et 2<sup>eme</sup> résonance à 60.9 GHz) dû au couplage entre deux résonateurs (dipôle replié et patch) et qui est également visible sur la courbe d'efficacité. L'efficacité est maintenant supérieure

à 50% sur la bande 53–63 GHz (69.7% à 60 GHz). Le niveau de couplage  $S_{12}$  entre les antennes  $T_X$  et  $R_X$  reste faible et inférieur à -12 dB sur toute la bande.

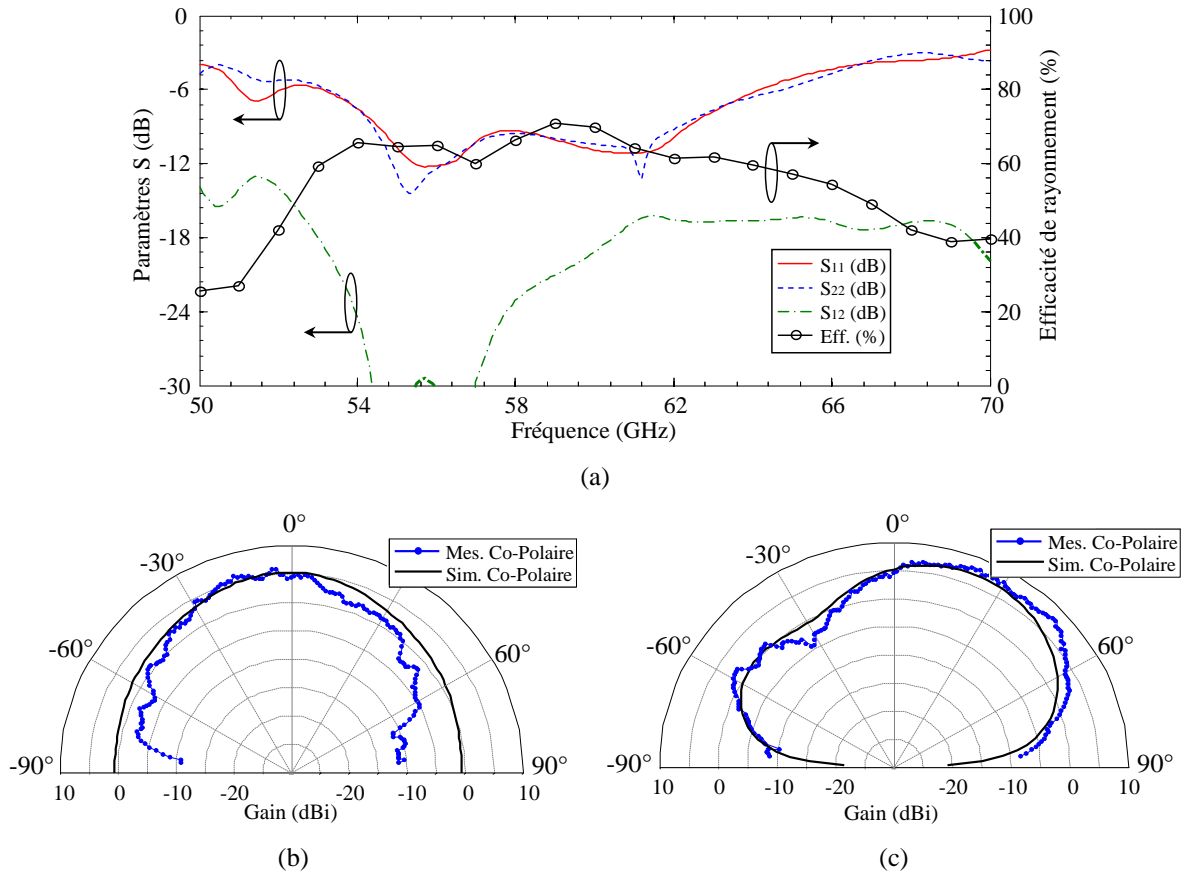


Figure 3.42 : Performances de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches couplés; paramètres  $S$  et efficacité de rayonnement (a), gain mesuré et simulé dans le plan E (b) et le plan H (c).

Les diagrammes de rayonnement simulés et expérimentaux de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz présentent un bon accord (Figure 3.42a,b). Dans le plan E, les résultats de simulation montrent un gain maximal de 5.24 dBi orienté à  $-2^\circ$  avec une ouverture de faisceau à 3 dB de  $86^\circ$ . Toutefois, les mesures sur ce plan montrent un gain maximal de l'ordre 5.77 dBi orienté à  $-4^\circ$  avec une ouverture plus étroite ( $41^\circ$ ). Comme dans les cas précédents (sans patch), cette ouverture plus réduite dans le plan E s'explique par le plan de masse limité et la présence d'autres composants (connecteurs) qui affectent le rayonnement à des angles d'élévation près de l'horizon; par ailleurs, ce rayonnement est également atténué par les absorbants placés autour du circuit sous test. La légère asymétrie sur les diagrammes est probablement due à l'environnement de la carte de test et à l'incertitude de positionnement des patches au-dessus des dipôles intégrés.

Dans le plan H, les résultats de simulation montrent un gain maximal de l'ordre 6.97 dBi pour un angle  $\theta = +22^\circ$  avec une ouverture de faisceau à 3 dB de  $58^\circ$ . Les mesures montrent un gain maximal de l'ordre 7.93 dBi pour un angle  $\theta = +23^\circ$  avec une ouverture de faisceau à 3 dB de  $56^\circ$ . Un gain minimal local à  $-32^\circ$  est aussi observé en simulation et en mesure, mais la valeur expérimentale est nettement inférieure (-4.6 dBi). Ces diagrammes de rayonnement et les valeurs de gain expérimentaux présentent un bon accord avec les simulations.

La Figure 3.43 montre la cartographie du champ électrique simulé dans les plans E et H à 60 GHz. Nous notons clairement la réduction d'intensité des modes dans le substrat silicium (plan H) en comparaison avec le cas du dipôle replié seul (Figure 3.34 et Figure 3.37 tracées avec la même échelle de couleur). Dans le plan E, nous notons clairement l'effet de couplage entre l'antenne patch et le dipôle replié, avec une intensité de champ électrique élevée sur les bords du patch et moins élevée près des fils de connexion (en comparaison avec le cas du dipôle replié sans patch, Figure 3.34 et Figure 3.37). Les modes se propageant dans le substrat Duroid sont négligeables en raison de sa faible épaisseur et faible permittivité.

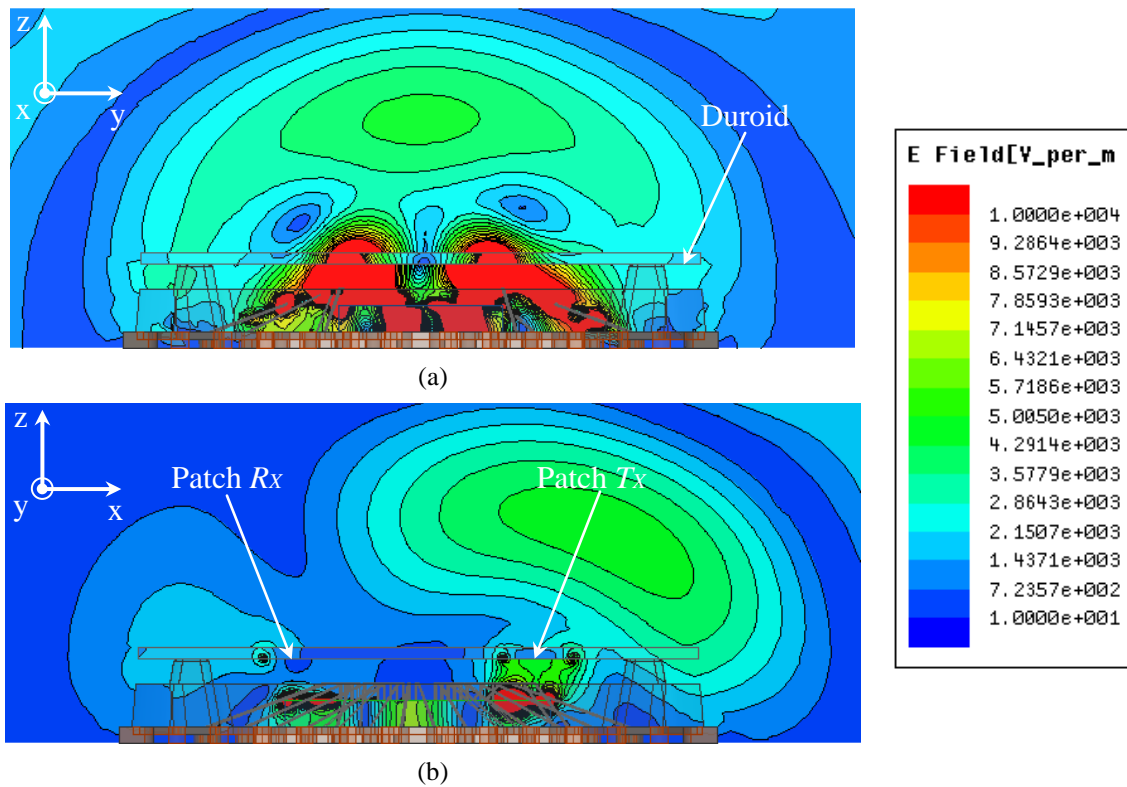


Figure 3.43 : Cartographie du champ électrique à 60 GHz dans le plan E (a) et le plan H (b) de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches couplés.

La Figure 3.44 montre une comparaison entre les diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz pour l'antenne intégrée en boîtier QFN sans et avec patches couplés. Nous constatons clairement des différences entre les deux cas, avec une forte augmentation du gain ( $> 5$  dBi) proche de l'axe normal (dépointage du faisceau de  $22^\circ$ ).

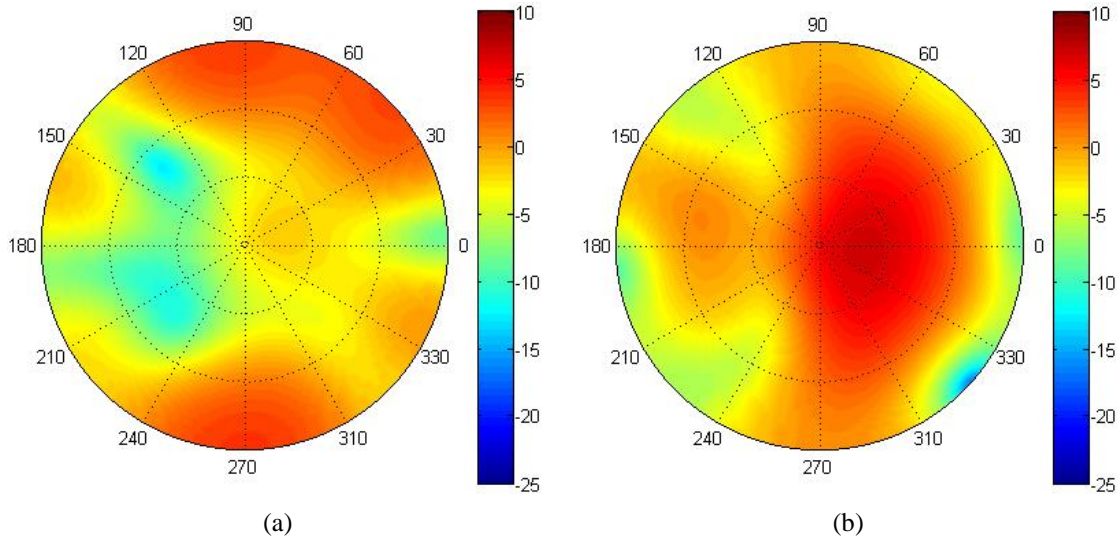


Figure 3.44 : Comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier QFN sans capot (a) et avec patches couplés (b).

### 3.4.2 Substrat avec patches sous le capot

D'après l'étude précédente, nous constatons que l'ajout de patches couplés au-dessus des antennes dipôles intégrées permet d'améliorer sensiblement les performances des antennes. Dans cette partie, nous reprenons le même concept, mais avec une nouvelle structure mécaniquement plus stable utilisant le capot d'origine du boîtier. Celle-ci est décrite sur la Figure 3.45 ; deux patches rectangulaires identiques sont imprimés sur la face inférieure d'un substrat RT-Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta = 0.0009$ ) d'épaisseur  $t_{sub} = 381 \mu\text{m}$ . Cette épaisseur va définir donc une distance  $h_{patch} = 419 \mu\text{m}$  entre le dipôle intégré et l'antenne patch pour obtenir un couplage suffisant tout en évitant un contact entre le substrat et les fils d'interconnexions. Ce substrat est découpé aux dimensions intérieures ( $5.7 \times 5.7 \text{ mm}^2$ ) du capot et collé. Une quantité minimale de colle a été utilisée afin de minimiser l'incertitude de la surépaisseur entre le substrat Duroid et le capot. L'épaisseur du capot est amincie à  $t_{capot} = 100 \mu\text{m}$  afin de minimiser les pertes observées au paragraphe 3.4.3 pour des capots épais. Les dimensions des patches ( $L_{patch}$ ,  $W_{patch}$  et  $dx_{patch}$ ) sont optimisées pour avoir une bonne adaptation en impédance. L'antenne patch présente une longueur  $L_{patch} = 1.45 \text{ mm}$  selon le plan E et une largeur  $W_{patch} = 0.7 \text{ mm}$  selon le plan H. Les deux patches sont séparés par une distance ( $dx_{patch} = 3.1 \text{ mm}$ ).

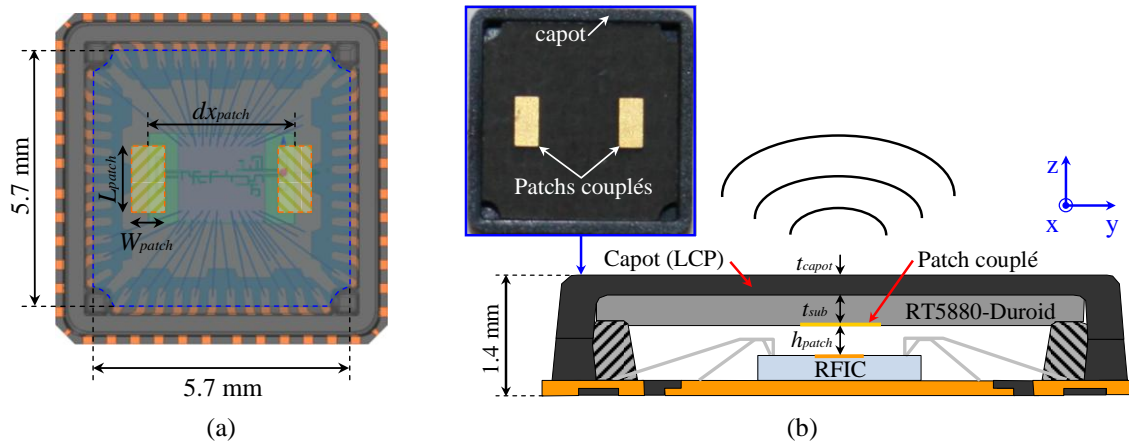


Figure 3.45 : Description du transceiver intégré en boîtier QFN avec des antennes patches couplées au-dessous du capot aminci; vue de dessus (a), coupe transversale du transceiver et photographie des patches (b).

La Figure 3.46 montre une fois de plus l'apport des patches couplés sur l'adaptation en impédance, l'élargissement de la bande passante et l'augmentation du gain de l'antenne. Le coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  ( $S_{11}$ ) reste inférieur à -10 dB entre 55.2 et 63.3 GHz soit une bande passante de 13.5%. Le niveau du  $S_{11}$  à 60 GHz est -15.4 dB, donc amélioré par rapport au cas précédent (-10.9 dB). Nous notons aussi deux résonances (1<sup>ère</sup> résonance à 56 GHz et 2<sup>ème</sup> résonance à 60.6 GHz). L'antenne est bien adaptée et correspond à une puissance de sortie du PA  $P_T = 3.6$  dBm proche de la puissance maximale (annexe A.2). Le niveau de couplage  $S_{12}$  entre les antennes  $T_X$  et  $R_X$  reste inférieur à -17.5 dB sur la bande passante. L'efficacité de rayonnement est similaire au cas précédent, supérieure à 50% sur la bande passante et atteignant 70% à 60 GHz.

Les diagrammes de rayonnement simulés et expérimentaux de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz présentent un bon accord (Figure 3.46b,c). Les gains simulé et mesuré dans l'axe normal au capot sont respectivement de 3.6 dBi et 3.7 dBi. Le diagramme de rayonnement simulé dans le plan E est presque omnidirectionnel en raison du plan de masse infini au-dessous du boîtier et possède une valeur maximale de gain de l'ordre 3.6 dBi à  $-4^\circ$ . Les mesures montrent un gain maximal de 4 dBi pour un angle  $\theta = +59^\circ$  avec une ouverture de faisceau à 3 dB entre  $-33^\circ$  et  $+65^\circ$ ; les différences entre simulation et mesures dans ce plan s'expliquent par les mêmes raisons que dans le cas précédent. Dans le plan H, les gains maximaux simulé et mesuré sont respectivement de 5.71 dBi à  $+18^\circ$  et 6.1 dBi à  $+42^\circ$ . Les diagrammes de rayonnement simulés et expérimentaux présentent des allures similaires, mais avec un léger dépointage du nul de rayonnement ( $-26^\circ$  et  $-44^\circ$  en simulation et mesure respectivement). Nous obtenons des différences significatives au niveau du lobe secondaire avec gain maximal local de 4.9 dBi à  $-65^\circ$  en mesure et 0.27 dBi à  $-56^\circ$  en simulation.



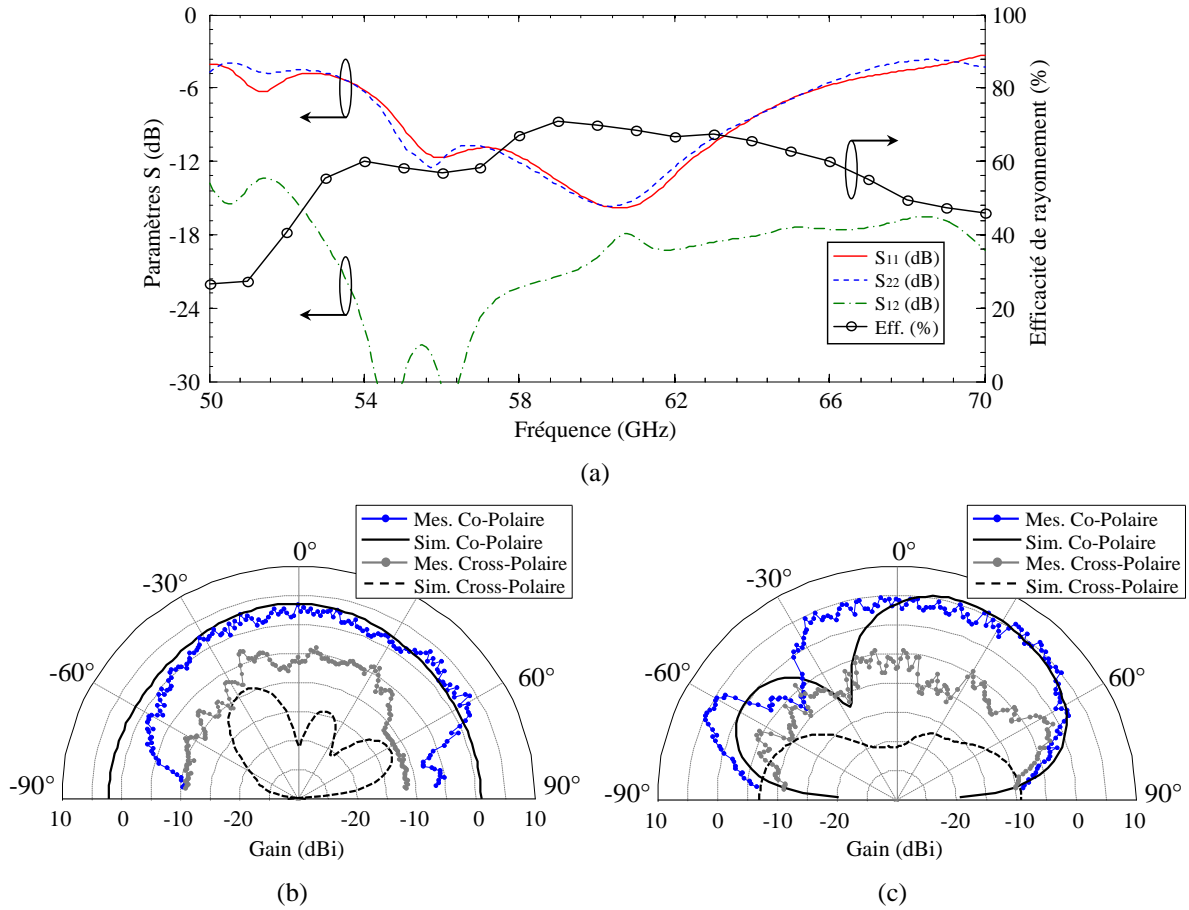


Figure 3.46 : Performances de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches couplés et capot aminci; Paramètres  $S$  et efficacité de rayonnement (a), gain mesuré et simulé dans le plan E (b) et le plan H (c).

Dans les deux plans, le niveau de polarisation croisée est assez faible et inférieur à 0 dBi. Les niveaux de polarisation croisée mesurés sont très différents et significativement plus élevés qu'en simulation, ce qui s'explique par les incertitudes de mesure de notre dispositif à faibles niveaux de puissance et le plancher de bruit du récepteur.

La Figure 3.47 montre la cartographie du champ électrique simulé dans les plans E et H à 60 GHz. Nous notons dans le plan H que le rayonnement de l'antenne patch est perturbé par le substrat et le capot. De plus, nous constatons dans le plan H la présence de modes ( $TM_1$ ) qui se propagent dans le superstrat (substrat Duroid + capot LCP) qui a pour effet de changer l'orientation de la direction de rayonnement souhaité (sur l'axe) de l'antenne et générer un nul de rayonnement dans ce plan.

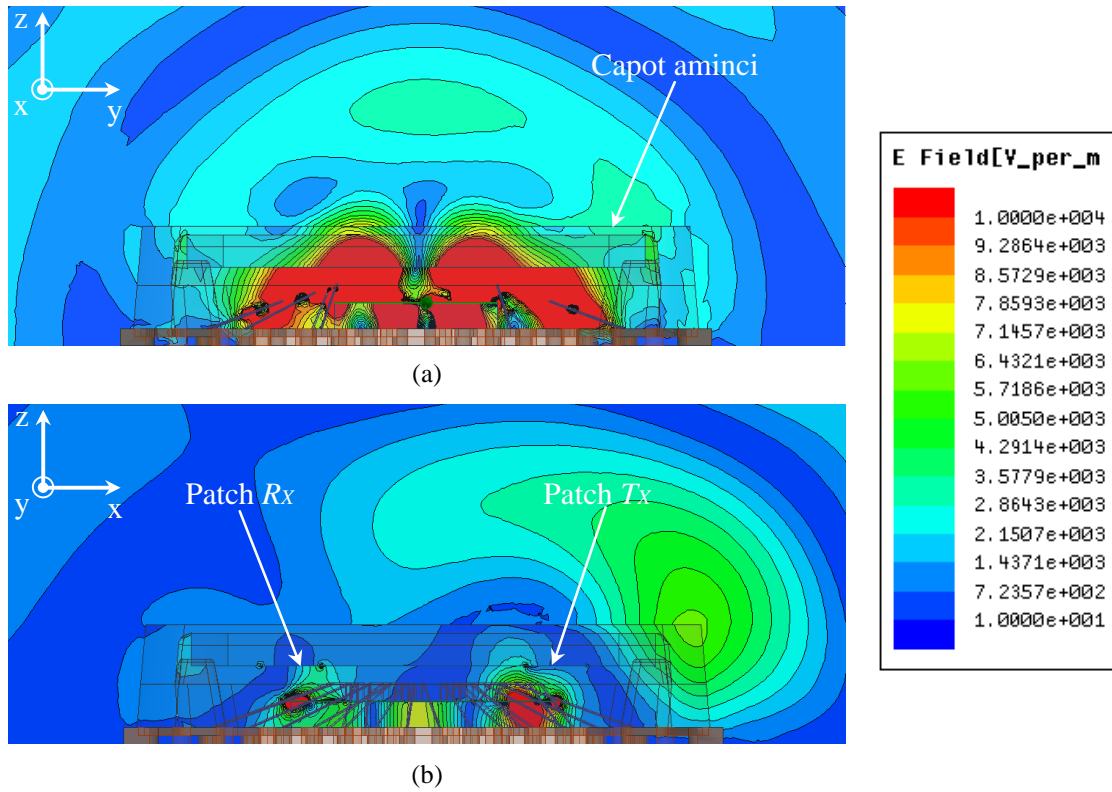


Figure 3.47 : Cartographie du champ électrique à 60 GHz dans les plans E (a) et H (b) de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches couplés et capot aminci.

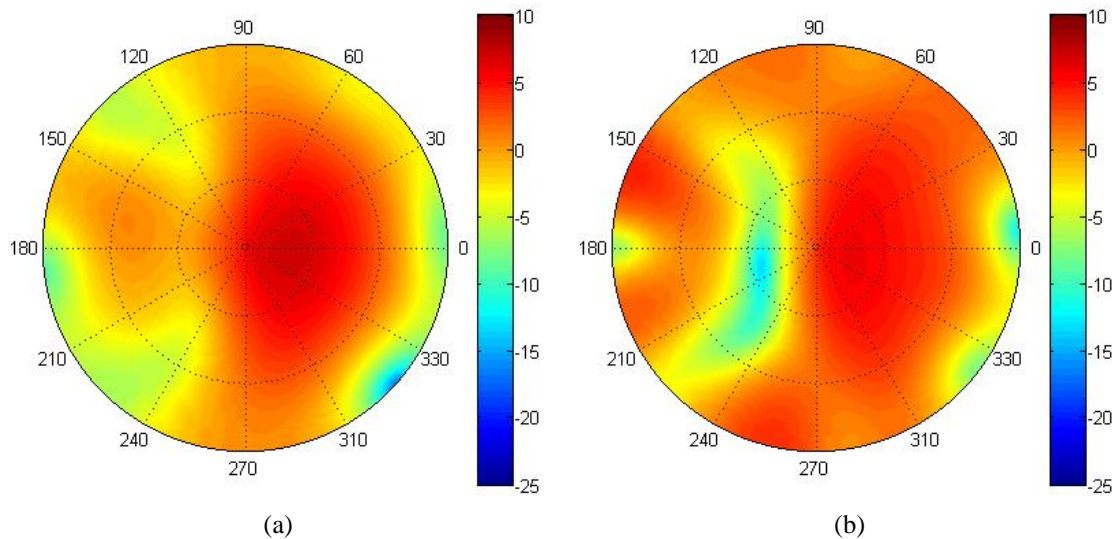


Figure 3.48 : Comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier avec patches couplés sur un substrat mince (a) et patches couplés sous le capot aminci (b).

La Figure 3.48 compare les diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne en boîtier pour les cas avec patches couplés sur un substrat mince et patches couplés avec capot aminci. Nous constatons clairement des différences entre les deux cas, avec un nul de rayonnement ( $< -10$  dBi) dans une région proche de l'axe ( $\theta = -26^\circ$ ).



Nous notons également une augmentation du niveau de gain sur les lobes secondaires près de l'horizon. Les performances en rayonnement de cette structure avec capot sont sensiblement moins bonnes que la structure précédente avec substrat fin et sans capot (gain plus faible dans l'axe, dépointage du faisceau, nul de rayonnement) ; cette dégradation s'explique par l'épaisseur de diélectrique (substrat et capot) au-dessus des patchs. Dans le paragraphe suivant, nous introduisons des vias métalliques traversant le substrat afin de maîtriser la distribution des champs dans cette couche.

### 3.4.3 Substrat avec patchs et anneaux de vias métalliques

Dans cette nouvelle structure, les patchs sont entourés d'anneaux métalliques sur les deux faces du substrat, connectés entre eux par des vias traversant [8] (Figure 3.49). Chaque anneau forme une cavité de dimensions  $2.315 \times 4 \text{ mm}^2$  ( $0.463\lambda_0 \times 0.8\lambda_0$  à 60 GHz) et effectivement neutralise le mode fondamental  $\text{TM}_1$  dans le superstrat [9]. Le capot a toujours une épaisseur de 0.1 mm afin de minimiser l'épaisseur de diélectrique au-dessus de ces cavités. Cette configuration (disposition des anneaux) a été optimisée par des simulations électromagnétiques 3D et montre effectivement une amélioration des performances de rayonnement. La taille des patchs ( $1.45 \times 0.7 \text{ mm}^2$ ) et la distance entre les patchs ( $dx_{\text{patch}} = 3.1 \text{ mm}$ ) sont inchangés par rapport au cas précédent.

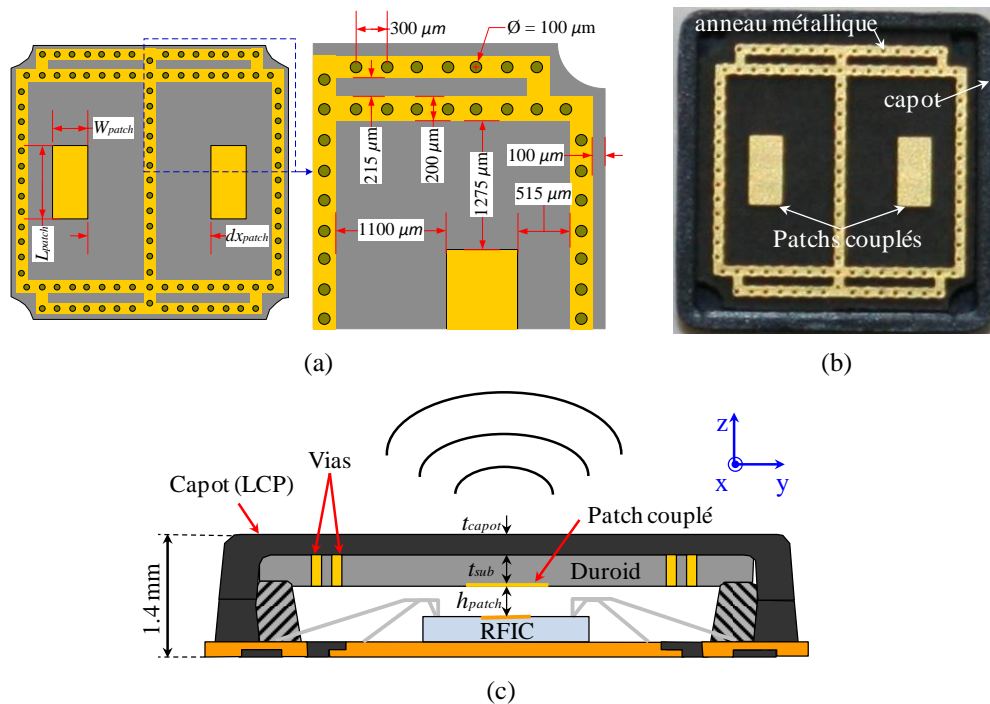


Figure 3.49 : Description du transceiver intégré en boîtier QFN avec des patchs couplés entourés de vias métalliques; vues de dessous (a) et photographie (b) du substrat interne avec patchs; coupe transversale du boîtier et du substrat supportant les patchs (c).

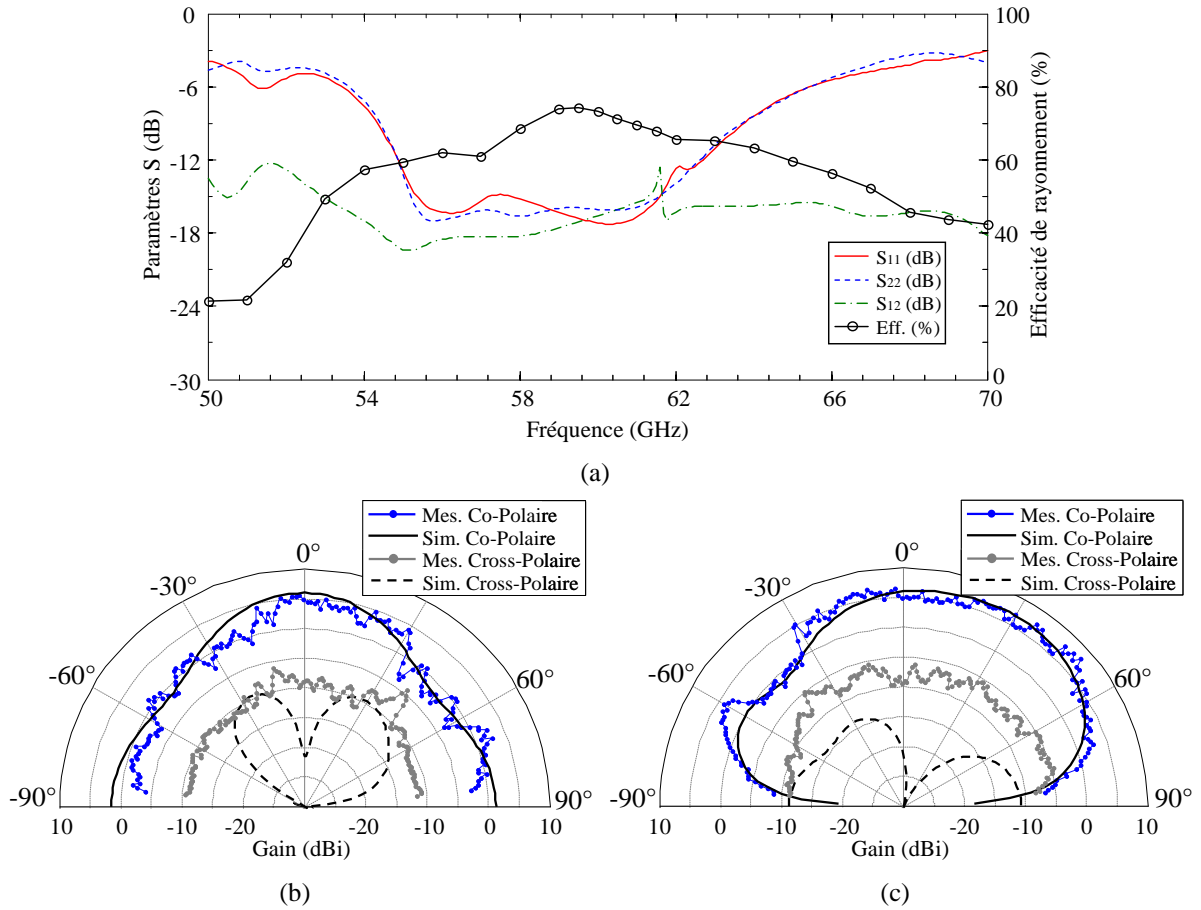


Figure 3.50 : Performances de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches entourés par des vias métalliques; paramètres  $S$  et efficacité de rayonnement (a), gain mesuré et simulé dans le plan E (b) et le plan H (c).

La Figure 3.50a montre les paramètres  $S$  et l'efficacité de rayonnement de l'antenne ; le coefficient de réflexion de l'antenne  $T_X$  ( $S_{11}$ ) reste inférieur à -10 dB entre 54.5 et 63.4 GHz (largeur de bande passante 14.8%). Le niveau du  $S_{11}$  à 60 GHz est -17.1 dB, légèrement meilleur que pour le cas précédent (-15.4 dB) ; nous notons toujours la présence des deux résonances (1<sup>ère</sup> résonance à 56.2 GHz et 2<sup>ème</sup> résonance à 60.3 GHz). L'antenne est bien adaptée et correspond à une puissance de sortie du PA  $P_T = 3.6$  dBm (annexe A.2).

Le coefficient de couplage ( $S_{12}$ ) entre les deux antennes a augmenté mais reste inférieur à -12 dB sur toute la bande (-16.6 dB à 60 GHz). L'efficacité de rayonnement est légèrement augmentée (73.3% à 60 GHz).

Les diagrammes de rayonnement simulés et expérimentaux de l'antenne  $T_X$  à 60 GHz présentent un très bon accord (Figure 3.50b,c) en polarisation principale. Les gains simulé et mesuré en direction normale au capot sont augmentés à 5.8 dBi et 4.67 dBi, respectivement.

Le diagramme de rayonnement simulé dans le plan E présente une valeur maximale de gain simulé de 5.8 dBi à  $0^\circ$  et une ouverture de faisceau à 3 dB entre  $-24^\circ$  et  $+22^\circ$ . Cette antenne a été simulée avec un plan de masse infini en-dessous du boîtier. En expérimentation, la valeur maximale de gain est 5.31 dBi orienté à  $-1^\circ$  et possède une ouverture de faisceau à 3 dB de  $43^\circ$ . L'accord est donc très bon entre simulation et mesure.

Dans le plan H, le gain maximum simulé (6.64 dBi) est proche de la direction normale à  $\theta = +28^\circ$  avec une ouverture de faisceau à 3 dB entre  $-18^\circ$  et  $62^\circ$ . Le gain maximum mesuré dans ce plan est de 8 dBi à  $\theta = +50^\circ$  et l'ouverture de faisceau à 3 dB est entre  $-18^\circ$  et  $+54^\circ$ . L'accord général entre les diagrammes est relativement bon et ceux-ci sont nettement meilleurs que dans le cas du prototype précédent.

Dans les deux plans, le niveau de polarisation croisée mesuré est assez faible, inférieur à -5 dBi. Pour les mêmes raisons que dans le cas précédent, les mesures des niveaux de polarisation croisée sont très différentes et significativement plus élevées que la simulation.

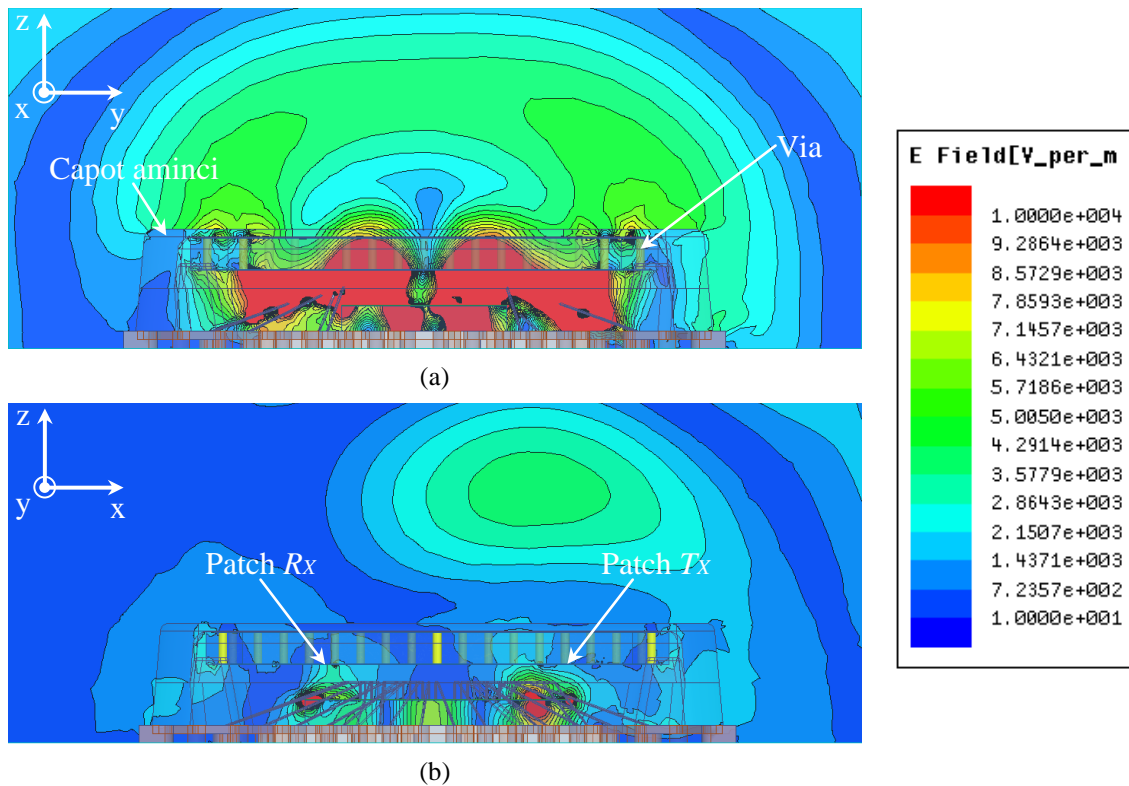


Figure 3.51 : Cartographie du champ électrique à 60 GHz dans les plans E (a) et H (b) de l'antenne intégrée en boîtier QFN avec patches entourés par des vias métalliques.

La Figure 3.51 montre la cartographie du champ électrique simulé dans les plans E et H à 60 GHz. Nous constatons que dans le plan H le rayonnement de l'antenne est plus proche de l'axe grâce aux cavités formées par les vias autour de chaque patch. Dans le plan E, nous notons que les anneaux métalliques entourant les deux petites cavités latérales de dimensions  $1.9 \times 0.215 \text{ mm}^2$  contribuent au rayonnement.

La Figure 3.52 montre une comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne en boîtier pour les cas avec patches couplés et capot aminci et patches entourés de vias métalliques. Nous constatons clairement que le nul de rayonnement a été supprimé et que le faisceau est mieux focalisé près de l'axe. Nous notons aussi une réduction du niveau des lobes secondaires près de l'horizon.

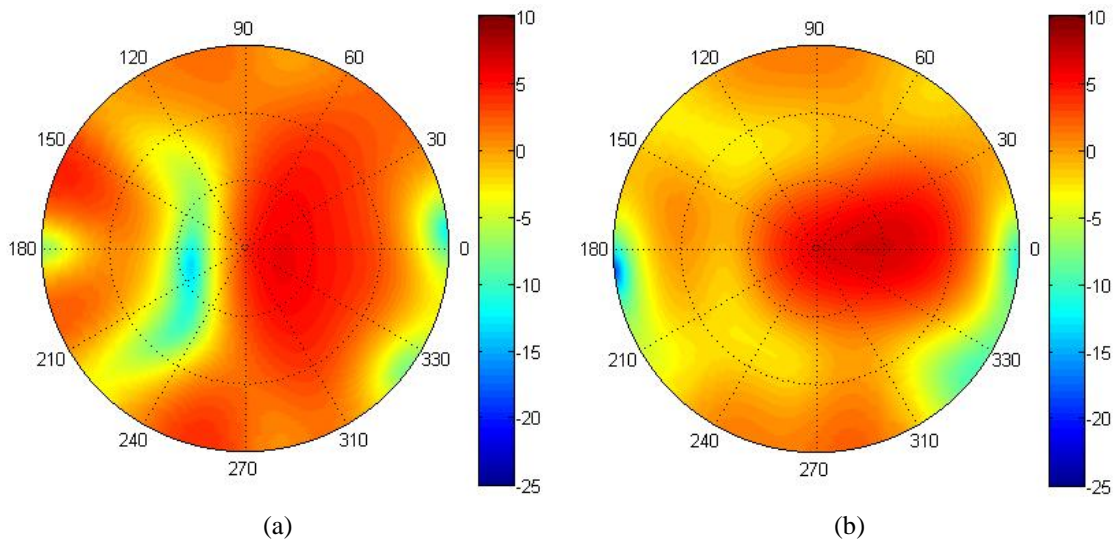


Figure 3.52 : Comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier avec patches couplés et capot aminci (a) et patches entourés de vias métalliques (b).

### 3.4.3.1 Sensibilité à la fréquence

La Figure 3.53 présente les diagrammes de rayonnement à 60, 61 et 62 GHz (plage de réglage du VCO de l'émetteur) dans les plans E et H; les diagrammes sont stables avec simplement un gain légèrement plus élevé à 61 et 62 GHz (7.75 dBi de gain dans la direction normale au capot à 61 GHz). Dans le plan H, le gain maximal est de 8.87 dBi pour  $\theta = -16^\circ$  à 61 GHz.

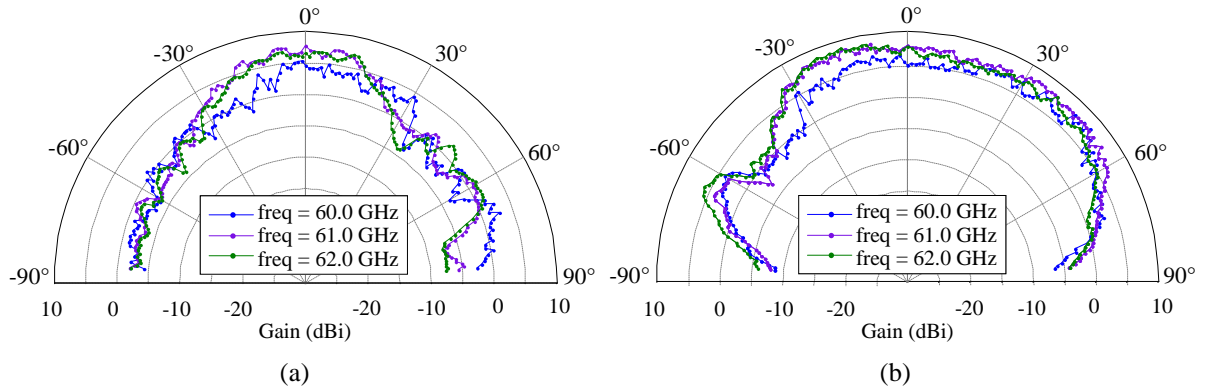


Figure 3.53 : Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne intégrée en boîtier avec patches entourés de vias métalliques pour différentes fréquences (60, 61 et 62 GHz) dans le plan E (a) et le plan H (b).

### 3.4.3.2 Sensibilité à l'épaisseur du capot

Une autre étude expérimentale a porté sur la sensibilité des diagrammes de rayonnement à différentes épaisseurs de capot. Nous avons comparé les diagrammes de rayonnement en simulation et mesure (Figure 3.54) pour un capot standard ( $t = 0.45$  mm) et un capot aminci ( $t = 0.1$  mm). Dans le cas du capot standard, le gain est clairement diminué (-4.1 dB) dans la direction normale au capot et le creux de rayonnement à  $-43^\circ$  est plus marqué. Nous notons aussi que l'épaisseur du capot non seulement atténue le gain, mais aussi modifie la forme du diagramme de rayonnement. Dans le plan E, nous pouvons observer un gain légèrement plus élevé dans les directions latérales (proche de  $\theta = \pm 30^\circ$ ) et plus faible dans la direction normale au capot. Dans le plan H, le rayonnement pour un capot standard présente un gain maximal de 5.6 dBi pour  $\theta = -64^\circ$  et des creux de rayonnement à  $\theta = -43^\circ$  (-8.1 dBi). Les mêmes tendances sont observées à la fois en simulation et mesure.

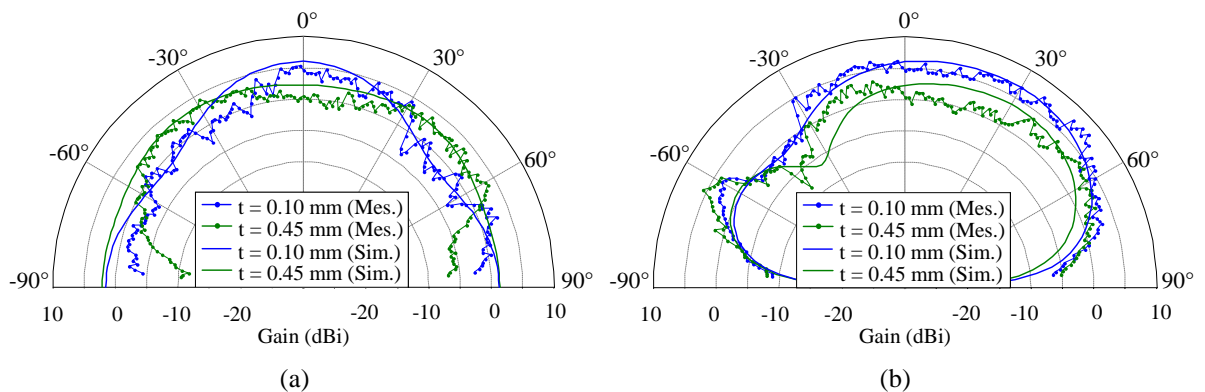


Figure 3.54 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne intégrée en boîtier avec patches entourés de vias métalliques pour différentes épaisseurs de capot (0.45 mm et 0.1 mm) ; plan E (a) et plan H (b).

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et optimisé l'antenne en utilisant le logiciel électromagnétique 3D Ansys-HFSS dans le but d'analyser le comportement des différents éléments de la structure et d'améliorer les performances de l'antenne intégrée lorsqu'elle est placée au sein de son circuit transceiver et dans un environnement complexe.

Dans un premier temps, nous avons mené une étude prenant en compte progressivement l'influence de chaque élément de l'environnement d'intégration des antennes. Nous avons montré en simulation que le plan de masse du circuit transceiver génère des résonances parasites, l'adaptation en impédance de l'antenne autour de 60 GHz devient mauvaise, l'efficacité de rayonnement et le gain de l'antenne sont faibles en comparaison avec le modèle de simulation de l'antenne dipôle replié seule analysée dans le chapitre 2.

Ensuite, nous avons examiné l'influence de l'anneau métallique de découpe de la puce transceiver et observé des résonances parasites supplémentaires et un déplacement vers les hautes fréquences de la réponse du coefficient de réflexion. L'influence de cet anneau métallique sur le rayonnement a aussi été étudiée. Nous avons montré en simulation que le gain est très faible (autour de -6 dBi dans la direction de rayonnement souhaité) et l'efficacité de rayonnement est fortement réduite (27% à 60 GHz).

Enfin, dans le but d'obtenir un modèle électromagnétique plus précis du prototype, nous avons inclus les principales lignes de transmission (layout simplifié) du circuit. Sur les résultats de simulation, nous notons que l'adaptation est toujours mauvaise autour de 60 GHz avec de légers changements en gain et en efficacité de rayonnement qui restent faibles.

Nous avons ensuite ajouté dans le modèle de simulation le boîtier d'encapsulation de la puce et tous les fils d'interconnexions du circuit transceiver dans le but d'obtenir un modèle de simulation complet du prototype. Dans le cas du boîtier sans capot, nous notons une légère amélioration en adaptation de l'antenne qui est attribuée aux nombreux fils d'interconnexions qui relient la masse du circuit transceiver avec le pad central métallique du boîtier et qui ont pour effet de réduire l'excitation des modes dans le substrat silicium. Le niveau de gain est augmenté (-2.3 dBi dans l'axe) par rapport à la puce sans boîtier mais nous notons aussi que la présence du boîtier modifie l'allure des diagrammes de rayonnement en augmentant le gain vers l'horizon. Les diagrammes et les gains sont confirmés expérimentalement. L'efficacité de rayonnement estimée par simulation est faible autour de 35.3% à 60 GHz.

Ensuite, nous avons montré que le capot du boîtier avait un impact négligeable sur l'impédance de l'antenne mais important sur le rayonnement. Une étude expérimentale montre un effet plutôt défavorable en gain (-8.4 dBi sur l'axe) avec l'apparition de creux de rayonnements pour un capot standard d'épaisseur 0.45 mm.

Afin d'améliorer ces performances en rayonnement et en adaptation, nous avons proposé d'utiliser des éléments rayonnants couplés avec les antennes dipôles repliés intégrées. Nous avons examiné trois types de configuration, la première configuration avec des patches rectangulaires imprimés sur un substrat Duroid mince (127  $\mu\text{m}$  d'épaisseur). Les résultats expérimentaux montrent une amélioration considérable du gain ( $\approx 5$  dBi dans l'axe) et la simulation montre une amélioration de l'efficacité de rayonnement (69.7% à 60 GHz) et de l'adaptation en impédance de l'antenne.

Une deuxième configuration plus stable mécaniquement utilise des patches rectangulaires imprimés sur un substrat Duroid plus épais (381  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) placé au-dessous du capot du boîtier aminci à 0.1 mm d'épaisseur. Les résultats expérimentaux montrent une dégradation des performances en rayonnement par rapport au cas précédent en raison des modes générés dans le superstrat (capot LCP + Duroid). Malgré cela, nous constatons en simulation une augmentation de l'efficacité de rayonnement (70% à 60 GHz) et une meilleure adaptation de l'antenne.

La dernière configuration utilise des anneaux métalliques sur les deux faces du substrat connectés entre eux par des vias traversant afin de mieux maîtriser le rayonnement. Les résultats expérimentaux montrent effectivement une amélioration importante. Le gain mesuré en direction normale au capot est augmenté à 5.31 dBi. Les directions principales de rayonnement sont également proches de la direction normale au capot, ce qui est souhaitable pour l'application (direction principale de communication). Les résultats de simulation montrent une augmentation de l'efficacité de rayonnement (73.3% à 60 GHz) et une meilleure adaptation de l'antenne.

Finalement, ces résultats montrent des performances d'antennes très intéressantes dans la perspective d'un futur produit commercial à faible coût (circuit connecté par wirebonding et boîtier QFN standard); ils montrent également la complexité de l'environnement de l'antenne intégrée et l'importance d'une modélisation précise pour l'optimisation de ces performances.

## Bibliographie

- [1] A. Siligaris, F. Chaix, M. Pelissier, J. Lanteri, J.A. Zevallos, L. Dussopt, and P. Vincent, “A low power 60-GHz 2.2-Gbps UWB transceiver with integrated antennas for short range communications,” IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC), Seattle, WA, USA, Jun. 2–4, 2013.
- [2] Novapack Technologies [Online]. Disponible: [www.novapack.fr](http://www.novapack.fr)
- [3] B.A. Munk, “Frequency selective surfaces theory and design,” Wiley 2000, pp. 385–388.
- [4] E. Herth, N. Rolland, and T. Lasri, “Circularly polarized millimeter-wave antenna using 0-level packaging,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, 2010, pp. 934-937.
- [5] J. Hasch, U. Wostradowski, S. Gaier, and T. Hansen, “77 GHz radar transceiver with dual integrated antenna elements,” in Proc. German Microw. Conf., Mar. 2010, pp. 280–283.
- [6] T. Merkle S.L. Smith, K.W. Smart, M. Shen, and F. Ceccato, “71-86 GHz antenna-MMIC interface using stacked patch configuration,” IET Electronics Letters, vol. 46, no. 11, 27th may 2010, pp. 739–740.
- [7] S. Beer, H. Gulan, C. Rusch, and T. Zwick, “Coplanar 122-GHz antenna array with air cavity reflector for integration in plastic package,” IEEE Antennas and Wireless Propagat. Letters, vol. 11, 2012, pp. 160–163.
- [8] R.L. Li, G. DeJean, M.N. Tentzeris, J. Papapolymerou, and J. Laskar, “Radiation-pattern improvement of patch antennas on large-size substrate using a compact soft-surface structure and its realization on LTCC multilayer technology,” IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 53, no. 1, pp. 200–208, Jan. 2005.
- [9] N.G. Alexopoulos, D.R. Jackson, and “Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 8, Aug. 1984, pp. 807-816.



## **Partie II**

### **Antennes millimétriques à fort gain**

#### **Chapitre 4**

#### **Antennes à réseau transmetteur**

#### **Introduction**

Ce chapitre a pour but de concevoir des réseaux transmetteurs qui permettront par la suite de focaliser le rayonnement d'antennes intégrées et d'atteindre des niveaux de gain élevés. Ce travail s'appuie sur des travaux précédents qui ont conduit à un prototype de réseau transmetteur passif en bande V à polarisation circulaire développé au CEA-LETI en collaboration avec l'université de Rennes I [1].

Dans un premier temps, nous expliquerons la structure et le principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur, puis nous détaillerons la description de la cellule élémentaire en polarisation linéaire utilisée dans les travaux précédents. Nous présentons ensuite deux nouvelles cellules élémentaires conçues pour fonctionner en polarisation circulaire.

Finalement, nous présentons le dimensionnement du réseau pour chaque type de cellule élémentaire et nous comparons leurs performances théoriques.

#### **4.1 Concept et principe d'un réseau transmetteur**

Les réseaux transmetteurs sont une bonne solution antenne pour les applications qui requièrent un gain élevé et la possibilité de dépointage, de formation de faisceau ou de multifaisceaux [2]–[5]. Le domaine fréquentiel d'utilisation de cette technologie est entre 1 et 100 GHz globalement. Un réseau transmetteur est composé principalement de deux réseaux d'éléments rayonnants (cellules élémentaires), l'un fonctionnant en réception, l'autre en transmission. Le réseau en réception est illuminé par une source primaire qui peut être un cornet ou un réseau d'antennes compactes (Figure 4.1). Ces deux réseaux permettent de focaliser le rayonnement grâce à des déphasages ou des retards insérés entre eux.

Chaque cellule élémentaire du réseau transmetteur se compose généralement de deux antennes. La première antenne capte la puissance provenant de la source focale et la deuxième antenne retransmet cette puissance dans l'espace libre. Ces éléments rayonnants peuvent être des antennes patches microrubans, des fentes, ou des dipôles imprimés disposés sur une surface plane.

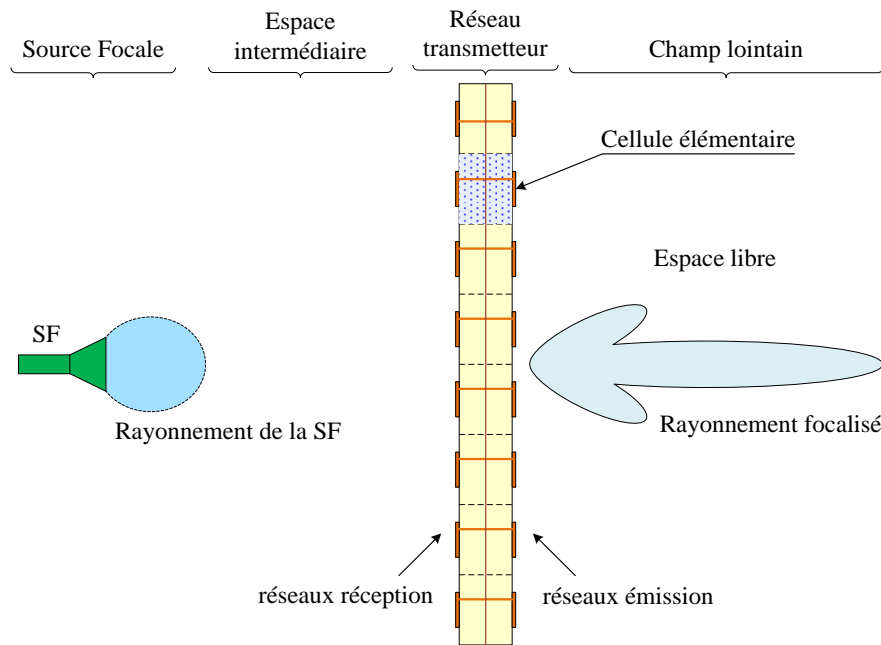


Figure 4.1 : Réseau transmetteur: schéma de principe de fonctionnement avec ses quatre parties principales.

#### 4.1.1 Programme de simulation

Cette partie décrit brièvement le principe du simulateur numérique, développé sous MATLAB, qui permet d'analyser et simuler des antennes de type réseau transmetteur [1]. Le simulateur est composé de quatre fonctions principales :

- a. **Source focale** : Détermination du gain et des champs complexes de la source focale dans chaque direction.
- b. **Espace intermédiaire** : Détermination des angles d'incidence pour les différentes cellules du réseau en réception. Détermination de la directivité et des champs complexes de la cellule pour chaque direction.
- c. **Réseau de cellules élémentaires** : Loi de phase, loi de pondération en amplitude, paramètres  $S$ .
- d. **Espace libre** : Directivité, gain et champs complexes.

Les données d'entrée du simulateur sont les suivantes :

- Un fichier qui décrit le réseau (coordonnées de la source primaire, fréquence, nombre de cellules, etc.),
- Un fichier qui contient les coordonnées des cellules élémentaires,
- Un fichier qui contient les diagrammes de rayonnement de la source focale (champ complexe et gain),
- Un fichier qui contient les diagrammes de rayonnement de la cellule élémentaire (champ complexe, directivité et gain),
- Un fichier qui contient les paramètres  $S$  des cellules élémentaires.

Les données de sortie du simulateur sont :

- Un fichier qui contient la loi de pondération en amplitude,
- Un fichier qui contient la loi de phase,
- Un fichier qui contient le champ complexe rayonné,
- Un fichier qui contient la directivité,
- Un fichier qui contient le gain.

Dans ce chapitre, la source focale est un cornet Flann 25240–10 qui fonctionne dans la bande V (50–75 GHz) avec 10.2 dBi de gain nominal à 60 GHz. Ce cornet est simulé avec le logiciel Ansys-HFSS, puis ces diagrammes de rayonnement en gain, et en champ lointain sont exportés sous forme de fichiers pour être pris en compte dans le simulateur.

## 4.2 Conception des cellules élémentaires

La cellule élémentaire est composée de deux antennes patchs imprimés sur deux substrats distincts et utilise un via métallique traversant pour interconnecter les deux antennes patchs. Dans cette partie, nous allons présenter trois types de cellules élémentaires conçues pour fonctionner en polarisation linéaire ou circulaire. Ensuite, pour chaque type de cellule élémentaire, nous déclinons huit cellules différentes avec une orientation des patchs côté espace libre décalée tous les  $45^\circ$  ce qui correspond à une quantification de phase de 3 bits (8 états) en polarisation circulaire. Nous pouvons donc utiliser ces huit cellules polarisés linéairement ou circulairement pour générer un rayonnement à polarisation circulaire par rotation séquentielle.

### 4.2.1 Cellule élémentaire à polarisation linéaire

Le réseau transmetteur comprend trois couches métalliques et deux substrats Rogers RO3003 ( $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan\delta = 0.0013$ , épaisseur =  $254\ \mu\text{m}$ ) et Rogers RT/Duroid 6002 ( $\epsilon_r = 2.94$ ,  $\tan\delta = 0.0012$ , épaisseur =  $127\ \mu\text{m}$ ) collés entre eux par une couche de collage Rogers 4450F ( $\epsilon_r = 3.52$ ,  $\tan\delta = 0.004$ , épaisseur =  $100\ \mu\text{m}$ ). La cellule élémentaire est composée de deux antennes patches identiques imprimées (patch 1 et 2) sur les deux faces opposées de la structure (Figure 4.2), interconnectées par un via métallique de diamètre  $\varnothing = 100\ \mu\text{m}$  à travers une ouverture de diamètre  $\varnothing_h = 150\ \mu\text{m}$  dans le plan de masse métallique. Les dimensions de cette cellule sont  $2.5 \times 2.5\ \text{mm}^2$  ( $\lambda_0/2 \times \lambda_0/2$  à 60 GHz). Les deux patches identiques sont carrés avec pour dimensions  $L_p = W_p = 1.22\ \text{mm}$ . Huit cellules différentes ont été conçues avec des orientations  $\alpha$  décalées de  $45^\circ$  ( $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 135^\circ, 180^\circ, 225^\circ, 270^\circ$  et  $315^\circ$ ). Ces cellules permettent de déphaser le signal d'un angle égal à  $\alpha$ .

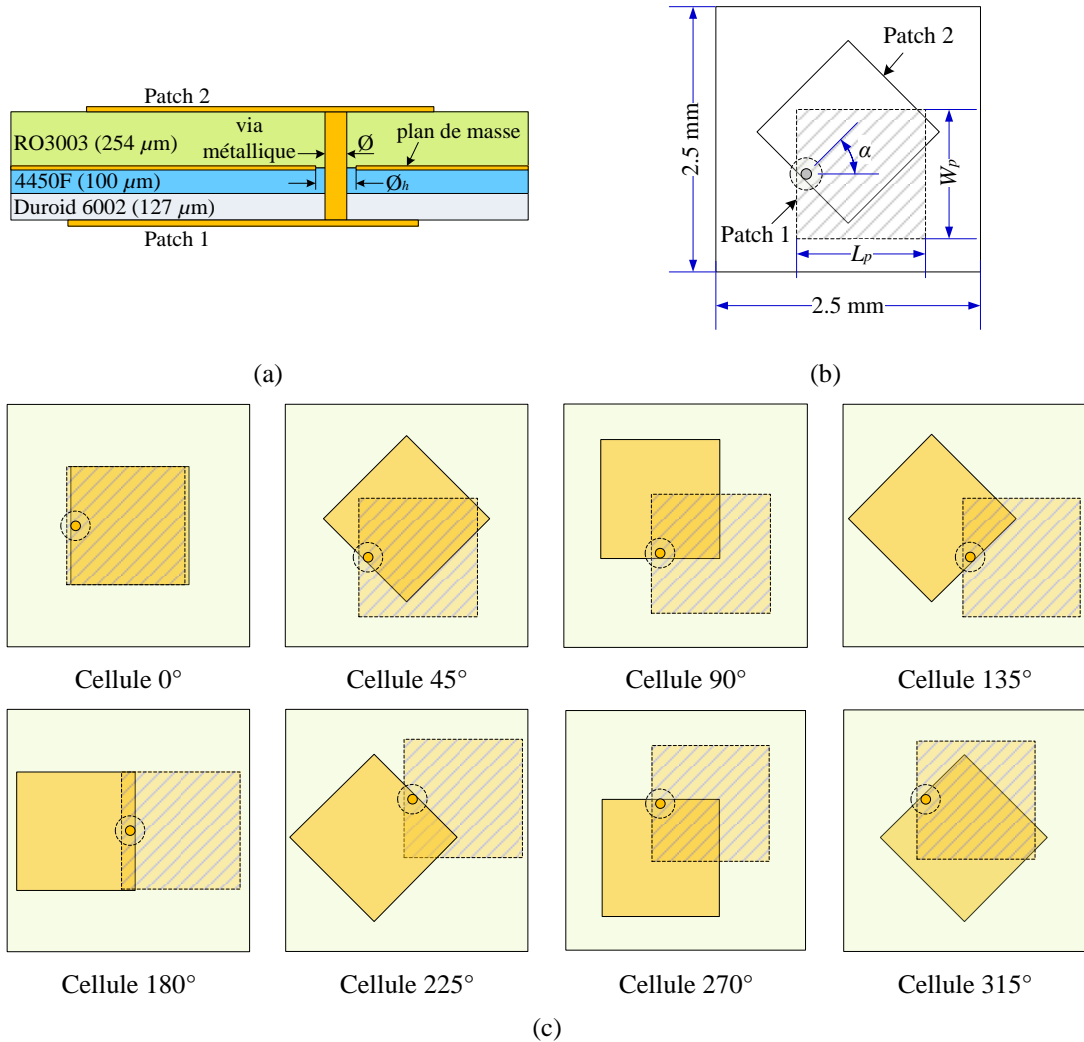


Figure 4.2 : Schémas des cellules élémentaires à polarisation linéaire; vue en coupe (a), vue de dessus (b), vue de dessus des huit cellules (c).

La méthode de simulation utilisée consiste à simuler une seule cellule élémentaire en supposant un réseau infini de cellules identiques pour prendre en compte l'influence des cellules voisines. Sur les quatre parois latérales de cette cellule sont donc appliquées des conditions périodiques de type Master/Slave dans le logiciel électromagnétique Ansys-HFSS (Figure 4.3). Des ports de Floquet simulant des ondes planes incidentes ou sortantes sont utilisés sur les deux faces parallèles aux patches afin d'obtenir les paramètres  $S$  de la cellule.

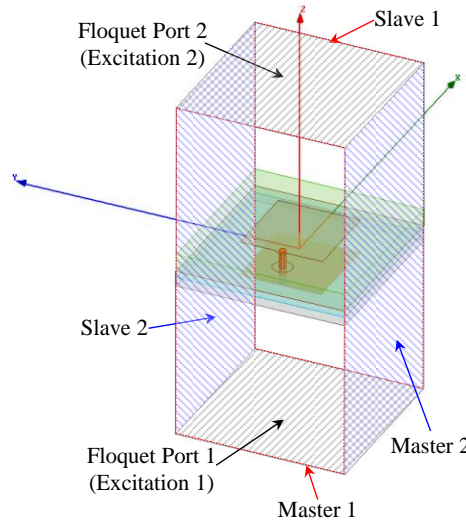


Figure 4.3 : Modèle de simulation de la cellule élémentaire.

Afin de décrire correctement le fonctionnement de chaque cellule, il faut distinguer les ondes incidentes des ondes réfléchies/transmises afin de calculer les paramètres  $S$  de la cellule. Ainsi, les ondes incidentes en provenance de la source primaire (Port 1) seront polarisées selon  $O_x$ , les ondes transmises côté espace libre (Port 2) seront polarisées selon  $O_x$  (cellules  $0^\circ$  et  $180^\circ$ ) ou selon  $O_y$  (cellules  $90^\circ$  et  $270^\circ$ ). Pour les cellules restantes ( $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  et  $315^\circ$ ), les ondes transmises côté espace libre seront polarisées dans le plan  $\phi = 45^\circ$  ou  $135^\circ$ .

La Figure 4.4 présente seulement les paramètres pertinents ( $S_{11\_xx}$  et  $S_{21\_xx}$ ) pour la cellule  $0^\circ$  en incidence normale. Elle montre une résonance en mode principal à 60 GHz avec un coefficient de réflexion ( $S_{11\_xx} = -28.5$  dB), des pertes de transmission ( $S_{21\_xx} = -0.41$  dB) et une erreur de phase de  $-11.6^\circ$  à 60 GHz. La bande passante de cette cellule prise à -1 dB de transmission, s'étend de 58.5 à 62.1 GHz, c'est-à-dire 3.6 GHz autour de 60 GHz (6%). Le coefficient de réflexion ( $S_{22\_xx}$ ) côté espace libre est similaire au coefficient de réflexion ( $S_{11\_xx}$ ) côté source focale puisque les deux patches (patch 1 et 2) sont identiques. Par réciprocité, le coefficient est identique  $S_{12\_xx}$  à  $S_{21\_xx}$ .

Selon le mode orthogonal ( $yy$ ), la réflexion est presque totale ( $S_{11\_yy} = -0.76$  dB à 60 GHz) et la transmission est faible ( $S_{21\_yy} = -13.3$  dB à 60 GHz) mais non nulle en raison des dimensions de l'ouverture dans le plan de masse autour du via métallique. Nous avons vérifié que les autres paramètres en polarisation croisée ( $xy$ ) sont proches de leur valeur idéale, inférieurs à -65 dB, ce qui montre un bon découplage des polarisations.

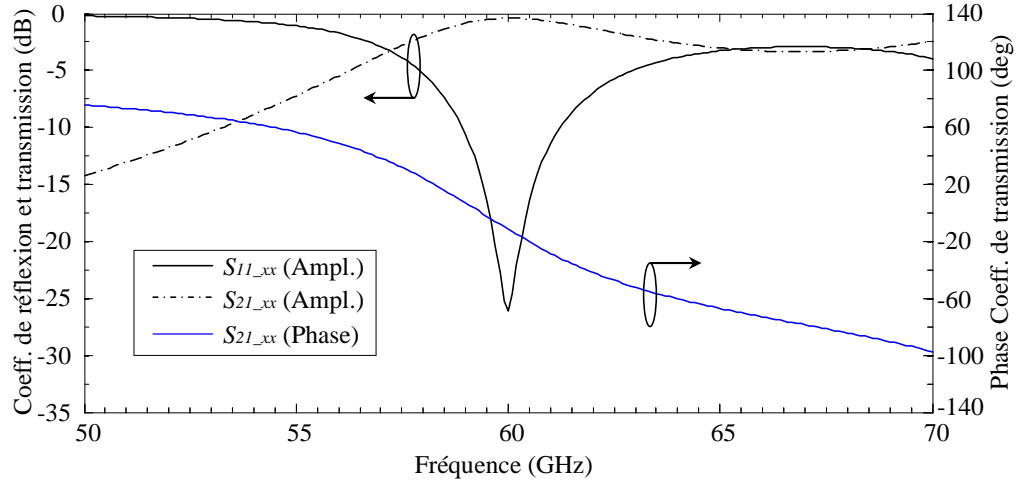


Figure 4.4 : Coefficient de réflexion et de transmission (amplitude et phase) de la cellule élémentaire (cellule 0°) en incidence normale.

Par ailleurs, l'impact d'une incidence oblique est relativement faible sur les paramètres  $S$  (Figure 4.5). Un décalage de 1 GHz maximum et une augmentation des pertes de transmission à -1.75 dB sont obtenus à la fréquence de résonance pour un angle d'incidence de 50°. Pour ce même angle d'incidence, la bande passante prise à -1 dB de transmission, s'étend de 58.2 à 60 GHz, c'est-à-dire 1.8 GHz autour de 59 GHz (3%).

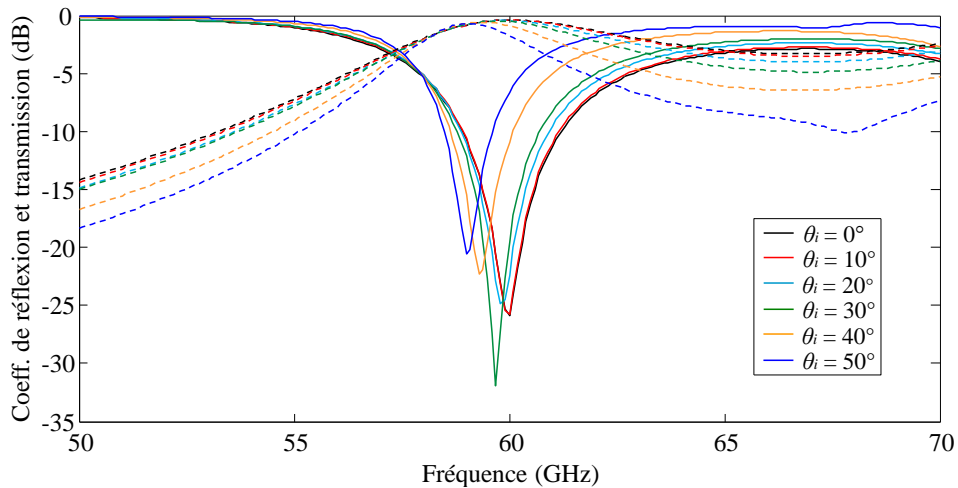


Figure 4.5 : Coefficient de réflexion (traits pleins) et de transmission (traits pointillés) de la cellule élémentaire (cellule 0°) pour différents angles d'incidence ( $\theta_i$ ).

Des résultats similaires en résonance et pertes de transmission sont obtenus pour les huit cellules puisque l'antenne côté source primaire est la même dans les huit cas.

Les diagrammes de rayonnement présentés sur la Figure 4.6 montrent un gain maximal de 4.83 dBi, un angle d'ouverture à -3 dB de  $84^\circ$  et  $122^\circ$  dans le plan xOz (plan E) et le plan yOz (plan H) respectivement, et une polarisation croisée inférieure à -48.3 dB.

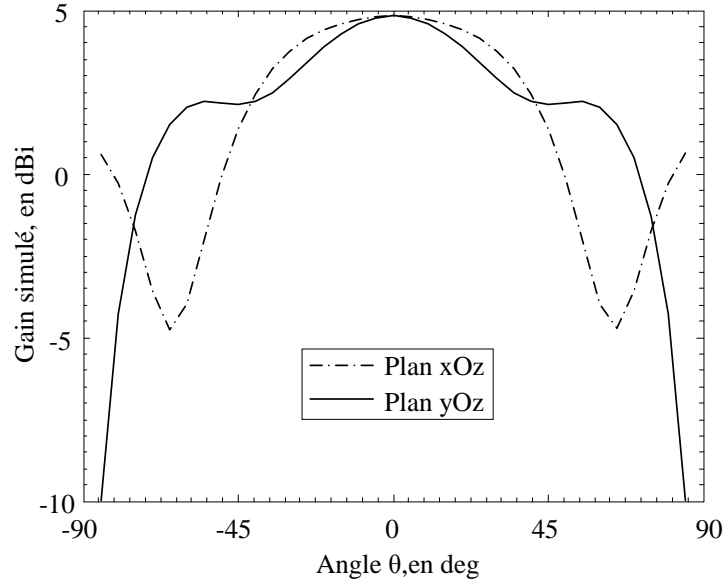


Figure 4.6 : Diagramme de rayonnement de la cellule  $0^\circ$  à 60 GHz côté espace libre.

#### 4.2.2 Cellule élémentaire à polarisation circulaire

Dans la partie précédente, nous avons décrit la cellule élémentaire issue des travaux précédents qui est polarisée linéairement sur ses deux faces. Nous présentons à présent des modifications sur la cellule élémentaire pour avoir une polarisation linéaire du côté de la source focale et une polarisation circulaire du côté de l'espace libre.

La simulation électromagnétique donne la matrice  $S$  de la cellule élémentaire exprimée en polarisation linéaire pour les ondes entrantes et sortantes sur chaque port. Pour caractériser correctement la cellule, nous devons obtenir les paramètres  $S_{LC}$  où les ondes entrantes et sortantes sur le port 2 sont en polarisation circulaire (Figure 4.7).

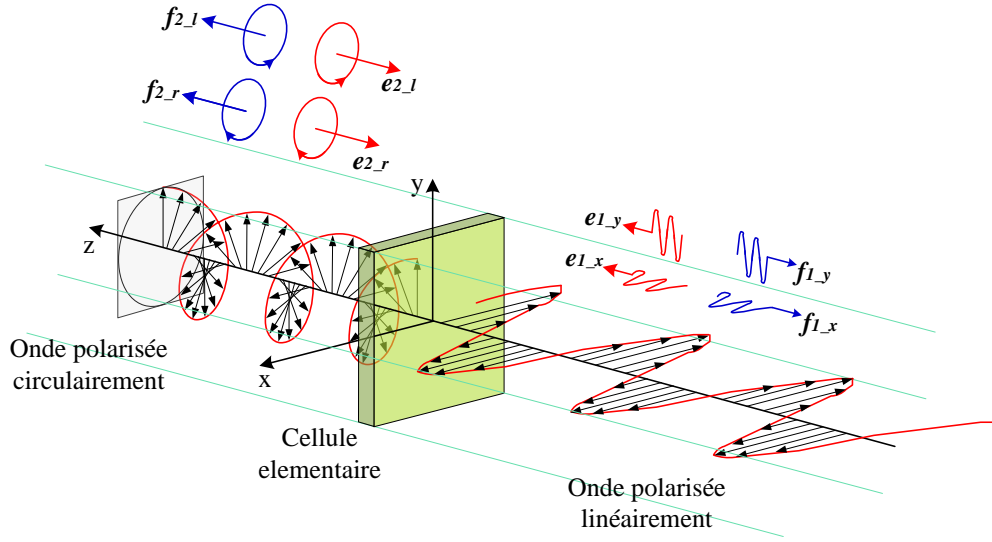


Figure 4.7 : Schéma des ondes entrantes et sortantes sur la cellule élémentaire.

Nous pouvons définir une relation entre les ondes entrantes (vecteur  $e$ ) et sortantes (vecteur  $f$ ) selon la Figure 4.7 par la relation matricielle :

$$f = S_{LC} e \quad (4.1)$$

Avec :

$$e = \begin{pmatrix} e_{1\_x} \\ e_{1\_y} \\ e_{2\_l} \\ e_{2\_r} \end{pmatrix}, f = \begin{pmatrix} f_{1\_x} \\ f_{1\_y} \\ f_{2\_l} \\ f_{2\_r} \end{pmatrix} \text{ et } S_{LC} = \begin{bmatrix} S_{11\_xx} & S_{11\_xy} & S_{12\_xl} & S_{12\_xr} \\ S_{11\_yx} & S_{11\_yy} & S_{12\_yl} & S_{12\_yr} \\ S_{21\_lx} & S_{21\_ly} & S_{22\_ll} & S_{22\_lr} \\ S_{21\_rx} & S_{21\_ry} & S_{22\_rl} & S_{22\_rr} \end{bmatrix}$$

Les vecteur des ondes entrantes  $e$  et sortantes  $f$  sont exprimés en fonction des vecteurs  $a$  des ondes entrantes et  $b$  des ondes sortantes en composantes linéaires par les relations :

$$e = Ha \text{ et } f = Hb$$

Avec :

$$a = \begin{pmatrix} a_{1\_x} \\ a_{1\_y} \\ a_{2\_x} \\ a_{2\_y} \end{pmatrix}, b = \begin{pmatrix} b_{1\_x} \\ b_{1\_y} \\ b_{2\_x} \\ b_{2\_y} \end{pmatrix} \text{ et } H = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -i \\ 0 & 0 & 1 & i \end{bmatrix}.$$



La matrice des paramètres  $S$  en polarisation circulaire s'exprime donc par:

$$S_{LC} = HSH^{-1} \quad (4.2)$$

Finalement, les composantes de la matrice  $S_{LC}$  en fonction des composantes de la matrice  $S$  sont exprimées par:

$$\begin{aligned} S_{22_{-ll}} &= \frac{S_{22_{-xx}} + iS_{22_{-xy}} + iS_{22_{-yx}} - S_{22_{-yy}}}{2} & S_{22_{-lr}} &= \frac{S_{22_{-xx}} - iS_{22_{-xy}} + iS_{22_{-yx}} + S_{22_{-yy}}}{2} \\ S_{22_{-rl}} &= \frac{S_{22_{-xx}} + iS_{22_{-xy}} - iS_{22_{-yx}} + S_{22_{-yy}}}{2} & S_{22_{-rr}} &= \frac{S_{22_{-xx}} - iS_{22_{-xy}} - iS_{22_{-yx}} - S_{22_{-yy}}}{2} \\ S_{12_{-xl}} &= \frac{S_{12_{-xx}} + iS_{12_{-xy}}}{\sqrt{2}} & S_{12_{-yl}} &= \frac{S_{12_{-yx}} + iS_{12_{-yy}}}{\sqrt{2}} \\ S_{12_{-xr}} &= \frac{S_{12_{-xx}} - iS_{12_{-xy}}}{\sqrt{2}} & S_{12_{-yr}} &= \frac{S_{12_{-yx}} - iS_{12_{-yy}}}{\sqrt{2}} \\ S_{21_{-lx}} &= \frac{S_{21_{-xx}} + iS_{21_{-yx}}}{\sqrt{2}} & S_{21_{-ly}} &= \frac{S_{21_{-xy}} + iS_{21_{-yy}}}{\sqrt{2}} \\ S_{21_{-rx}} &= \frac{S_{21_{-xx}} - iS_{21_{-yx}}}{\sqrt{2}} & S_{21_{-ry}} &= \frac{S_{21_{-xy}} - iS_{21_{-yy}}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

Les autres composantes de la matrice  $S_{LC}$  qui correspondent au coefficient de réflexion du patch de réception en polarisation linéaire sont identiques à ceux de la matrice  $S$ :  $S_{11_{-xx}}$ ,  $S_{11_{-xy}}$ ,  $S_{11_{-yx}}$  et  $S_{11_{-yy}}$ .

#### 4.2.2.1 Patch rectangulaire excité en coin

Pour ces nouvelles cellules, nous garderons la même structure de couches diélectriques utilisée précédemment. Nous proposons d'utiliser un patch rectangulaire ( $L_{p2} = 1.34$  mm,  $W_{p2} = 1.20$  mm) alimenté en coin côté espace libre (patch 2) pour générer la polarisation circulaire (Figure 4.8b). Le patch 1 reste presque inchangé ( $L_{p1} = 1.22$  mm,  $W_{p1} = 1.20$  mm) et le via métallique se situe à une distance de 0.32 mm du bord. Huit cellules différentes ont été conçues avec des orientations  $\alpha$  décalées de  $45^\circ$  (Figure 4.8c). Les dimensions de la cellule élémentaire sont un peu plus grande ( $3 \times 3$  mm<sup>2</sup>,  $0.6\lambda_0 \times 0.6\lambda_0$ ) que la cellule précédente car la cellule  $180^\circ$  occupe un espace important.

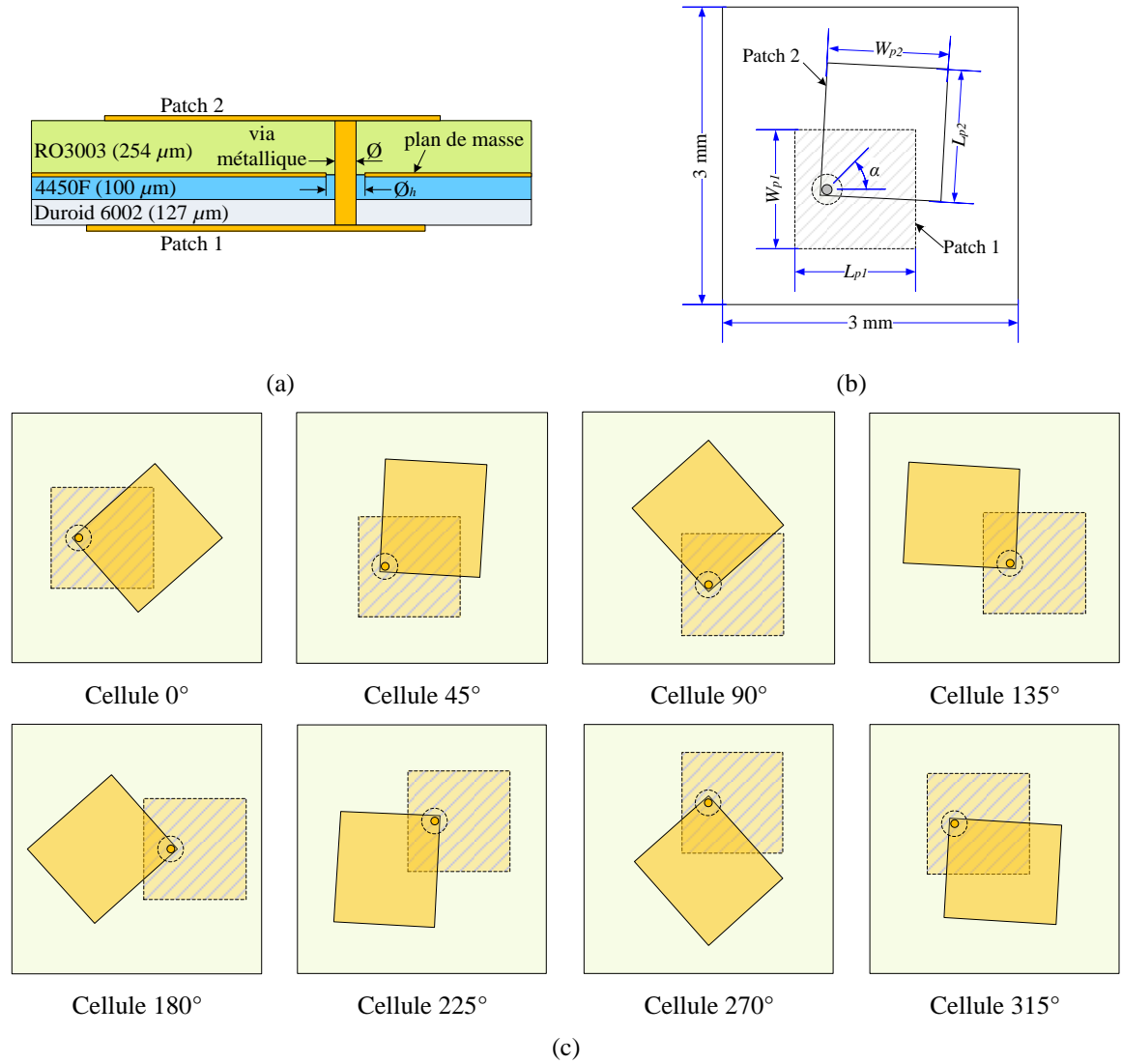


Figure 4.8 : Schémas des cellules élémentaires (version 1); vue en coupe (a), vue de dessus (b), vue de dessus des huit cellules (c).

La Figure 4.9 montre quelques paramètres  $S$  ( $S_{11\_xx}$ ,  $S_{22\_rr}$ ,  $S_{21\_rx}$  et  $S_{21\_lx}$ ) en incidence normale de la cellule élémentaire 0°. Nous avons vérifié que les autres paramètres sont proches de leur valeur idéale (bon découplage des polarisations). Nous notons que le coefficient de réflexion côté source focale ( $S_{11\_xx}$ ) est de -35.2 dB et présente une résonance à 60 GHz, tandis que le coefficient de réflexion côté espace libre ( $S_{22\_rr}$ ) est de -20.7 dB à 60 GHz. Nous notons aussi que le coefficient de transmission montre une bonne transmission ( $S_{21\_rx}$ ) du mode linéaire (polarisation linéaire parallèle à l'axe  $x$ ) au mode circulaire (polarisation circulaire droite) avec des pertes de transmission de -0.59 dB à 60 GHz. La bande passante de cette cellule, prise à -1 dB de transmission, est entre 58.6 et 61.3 GHz, c'est à dire 2.7 GHz autour de 60 GHz (4.5%). Le coefficient de transmission en polarisation croisée ( $S_{21\_lx}$ ) est à un niveau inférieur à -10 dB entre 50 et 63 GHz.

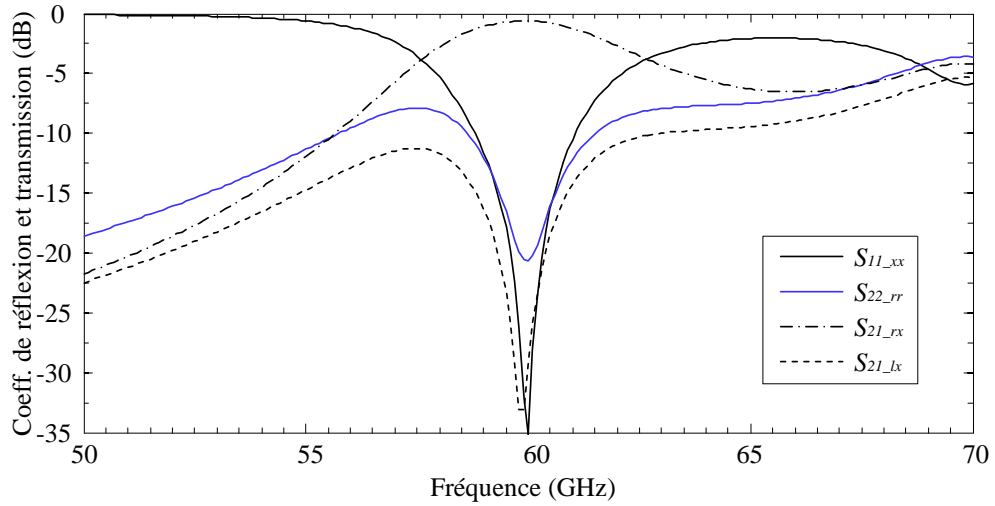


Figure 4.9 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule élémentaire polarisée circulairement (version 1, cellule  $0^\circ$ ) en incidence normale.

Des résultats similaires sont vérifiés pour les huit cellules. Au niveau du coefficient de réflexion côté source primaire ( $S_{11\_xx}$ ), nous avons un décalage maximal de 0.1 GHz vers les basses fréquences pour la résonance de la cellule  $45^\circ$  (59.9 GHz) et un décalage maximal vers les hautes fréquences de 0.3 GHz pour la résonance de la cellule  $225^\circ$  (60.3 GHz). Ces variations sont relativement négligeables au sein du réseau transmetteur.

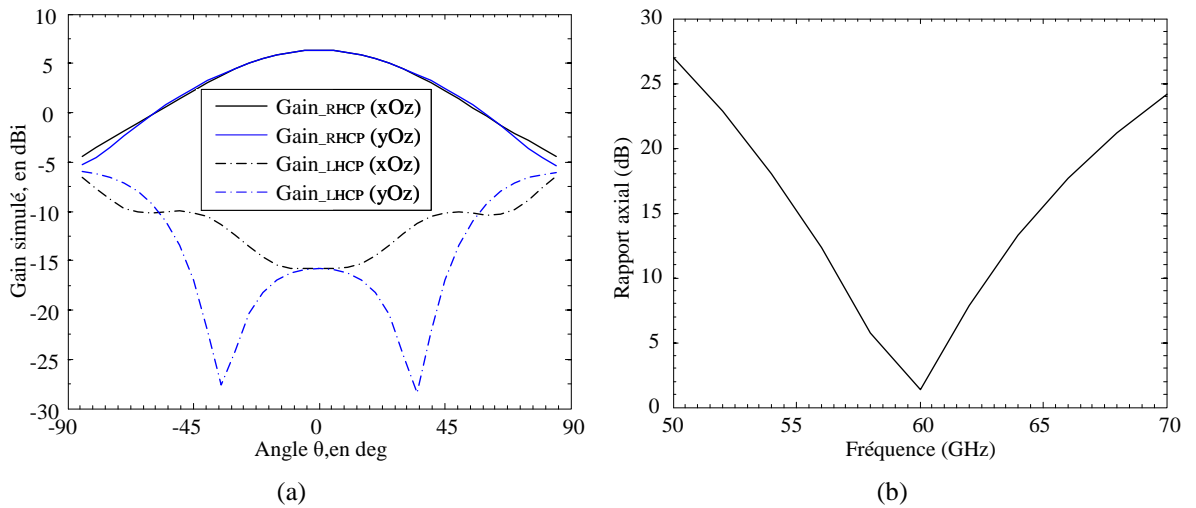


Figure 4.10 : Diagramme de rayonnement de la cellule  $0^\circ$  à 60 GHz côté espace libre (a), rapport axial de la cellule  $0^\circ$  dans la direction du faisceau principal à  $\theta = 0^\circ$  (b).

Les diagrammes de rayonnement présentés sur la Figure 4.10a, montrent un gain maximal en polarisation circulaire droite de 6.33 dBi, un angle d'ouverture à -3 dB de  $74^\circ$  et  $78^\circ$  dans le plan xOz et le plan yOz respectivement, et un niveau de polarisation croisée dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) de 22.1 dB. La Figure 4.10b montre aussi le rapport axial en fonction de

la fréquence, nous notons un rapport axial inférieur à -3 dB sur la bande de 59.25 à 60.5 GHz, le rapport axial à 60 GHz est faible et possède une valeur de l'ordre 1.36 dB qui confirme la bonne polarisation circulaire.

#### 4.2.2.2 Patch tronqué

Nous proposons ici d'utiliser coté espace libre un patch carré (patch 2,  $L_p = W_p = 1.325$  mm) avec des coins tronqués ( $a = 495$   $\mu$ m) pour générer la polarisation circulaire (Figure 4.11) et réduire la taille de la cellule. Les dimensions de cette cellule sont  $2.5 \times 2.5$  mm<sup>2</sup> ( $\lambda_0/2 \times \lambda_0/2$  à 60 GHz). Ce patch est interconnecté avec le patch 1 par un via métallique à une distance de 317  $\mu$ m du bord. Comme précédemment, huit cellules différentes ont été conçues avec des orientations  $\alpha$  décalées de 45° (Figure 4.11c).

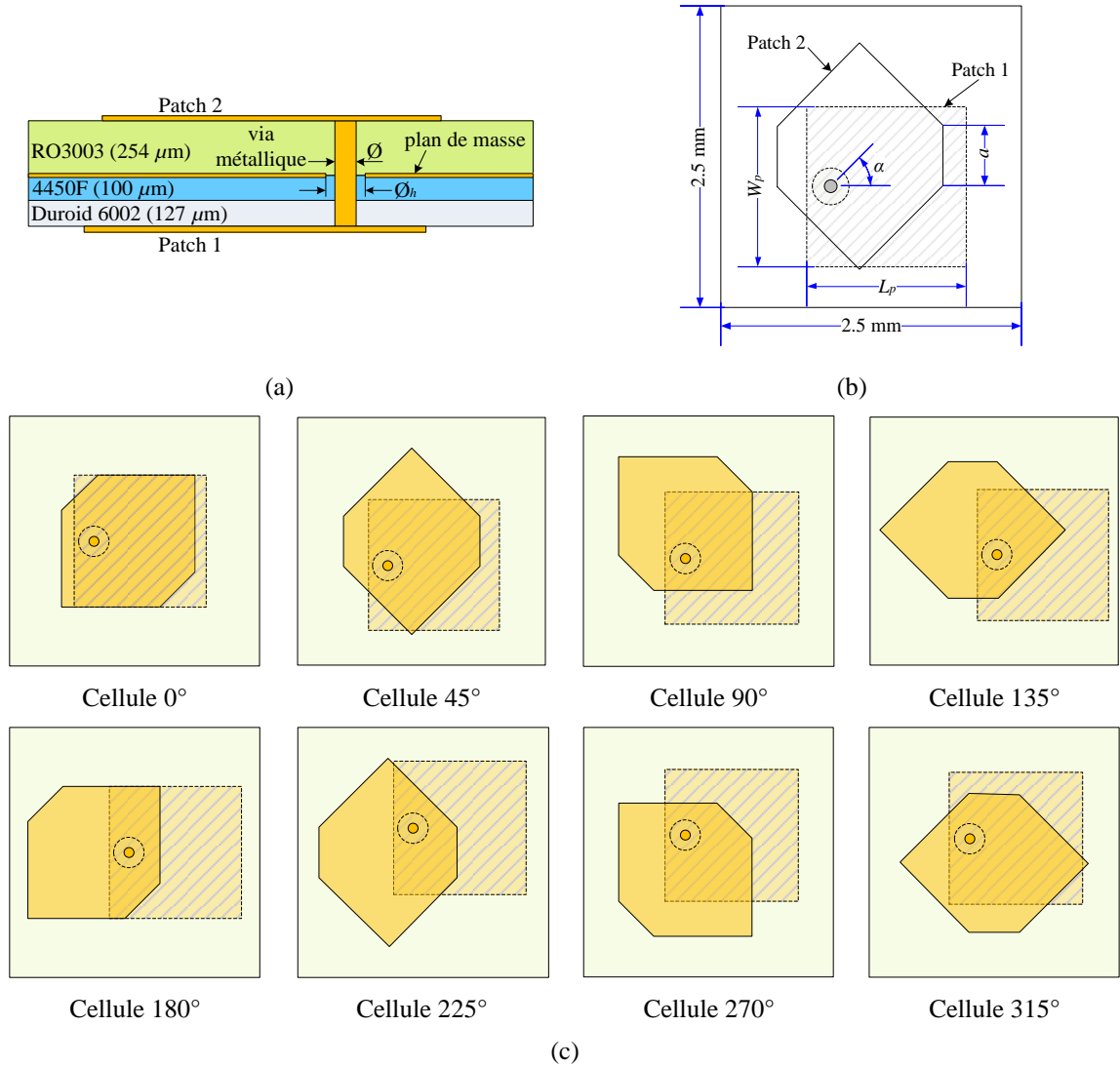


Figure 4.11 : Schémas des cellules élémentaires (version 2); vue en coupe (a), vue de dessus (b), vue de dessus des huit cellules (c).

La Figure 4.12, montre les paramètres  $S$  ( $S_{11\_xx}$ ,  $S_{22\_rr}$ ,  $S_{21\_rx}$  et  $S_{21\_lx}$ ) en incidence normale de la cellule élémentaire (cellule  $0^\circ$ ). Nous notons que le coefficient de réflexion côté source focale ( $S_{11\_xx}$ ) est de -31.6 dB et présente une résonance à 59.9 GHz, tandis que le coefficient de réflexion côté espace libre ( $S_{22\_rr}$ ) est de -33 dB à 59.9 GHz. Nous notons aussi que le coefficient de transmission montre une bonne transmission ( $S_{21\_rx}$ ) du mode linéaire au mode circulaire avec des pertes de transmission de -0.36 dB à 60 GHz. La bande passante de cette cellule, prise à -1 dB de transmission, est entre 57.3 et 62.4 GHz, soit 5.1 GHz autour de 60 GHz (8.5%). Le coefficient de transmission de la polarisation croisée ( $S_{21\_lx}$ ) est à un niveau inférieur à -10 dB entre 57 et 63.4 GHz.

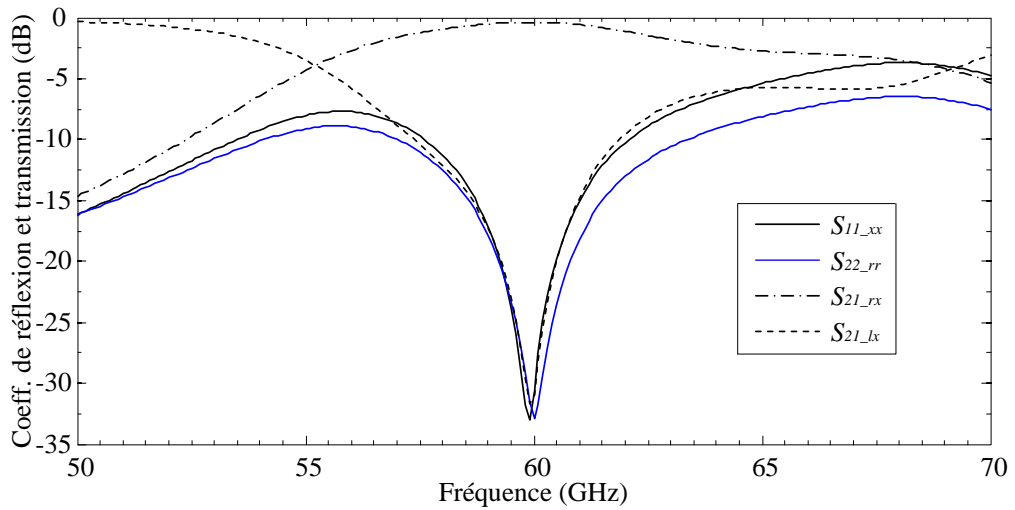


Figure 4.12 : Coefficient de réflexion et de transmission de la cellule élémentaire polarisée circulairement (version 2, cellule  $0^\circ$ ) en incidence normale.

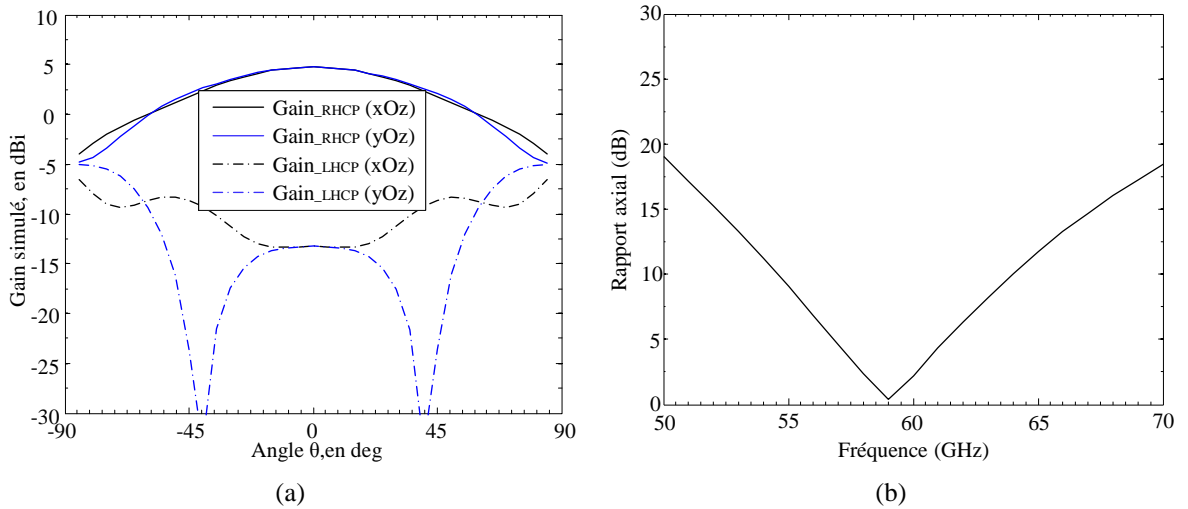


Figure 4.13 : Diagramme de rayonnement de la cellule  $0^\circ$  à 60 GHz côté espace libre (a), rapport axial de la cellule  $0^\circ$  dans la direction du faisceau principal à  $\theta = 0^\circ$  (b).

Les diagrammes de rayonnement présentés sur la Figure 4.13a, montrent un gain maximal en polarisation circulaire droite de 4.77 dBi, un angle d'ouverture à -3 dB de 74° et 78° dans le plan xOz et le plan yOz respectivement, et un niveau de polarisation croisée pour le faisceau principal de rayonnement ( $\theta = 0^\circ$ ) de -18 dB. La Figure 4.13b montre le rapport axial en fonction de la fréquence, nous notons un rapport axial inférieur à -3 dB, sur la bande de 57.7 et 60.4 GHz, le rapport axial est faible et possède une valeur minimale de l'ordre 0.37 dB à 59 GHz qui confirme une polarisation circulaire correcte.

### 4.3 Comparaison des performances des réseaux transmetteurs

En utilisant un cornet de 10 dBi de gain nominal comme source focale, nous procédons à l'évaluation des performances simulées des différents réseaux composés de chacun des trois types des cellules élémentaires conçues dans le paragraphe précédent. Le premier réseau est composé des cellules en polarisation linéaire (réseau PL), les deuxième et troisième réseaux sont composés des cellules en polarisation circulaire (réseau RHCP1 pour les cellules à patchs rectangulaires alimentés en coin et réseau RHCP2 pour les cellules à patchs carrés tronqués).

Nous avons défini une taille de réseau de  $25 \times 25 \text{ mm}^2$  ( $5\lambda_0 \times 5\lambda_0$ ) pour les réseaux PL et RHCP2 ( $10 \times 10$  cellules) et  $24 \times 24 \text{ mm}^2$  ( $4.8\lambda_0 \times 4.8\lambda_0$ ) pour le réseau RHCP1 ( $8 \times 8$  cellules) de façon à avoir des surfaces rayonnantes comparables.

La Figure 4.14a présente le gain des trois réseaux en fonction de la distance focale. Nous retrouvons que les distances focales optimales ( $F$ ) de chaque réseau sont assez similaires mais que les gains maximaux sont différents :  $F = 14.5 \text{ mm}$  et  $G = 18.6 \text{ dBi}$  pour le réseau PL,  $F = 14.6 \text{ mm}$  et  $G = 20.7 \text{ dBi}$  pour le réseau RHCP1, et  $F = 14.75 \text{ mm}$  et  $G = 21.5 \text{ dBi}$  pour le réseau RHCP2.

La Figure 4.14b présente la variation du rendement total en fonction de la distance focale. Nous constatons que le rendement du réseau RHCP2 pour la distance focale optimale est supérieur (55.3%) à celui des autres réseaux (49.1% pour le réseau RHCP1 et 46.2% pour le réseau PL). Ces différences de rendements sont expliquées pour les différents types des pertes détaillés dans le Tableau 4.1. Cette étude montre que les pertes par débordement limitent en grand partie le rendement de l'antenne et sont similaires pour les trois réseaux puisque leurs dimensions et distances focales sont proches.

Dans le cas du réseau PL, le rendement du réseau en transmission est moins bon (-1.11 dB) que celui des réseaux RHCP1 et RHCP2 (-0.37 dB et -0.33 dB respectivement) en raison des pertes par désadaptation de certaines cellules élémentaires.

Pour le réseau RHCP1, le rendement en réception (-1.25 dB) est plus faible que pour les réseaux PL (-0.87 dB) et RHCP2 (-0.86 dB) en raison de la taille de cellule élémentaire plus importante ( $3 \times 3 \text{ mm}^2$ ) qui conduit à une moindre efficacité de surface des antennes en réception.

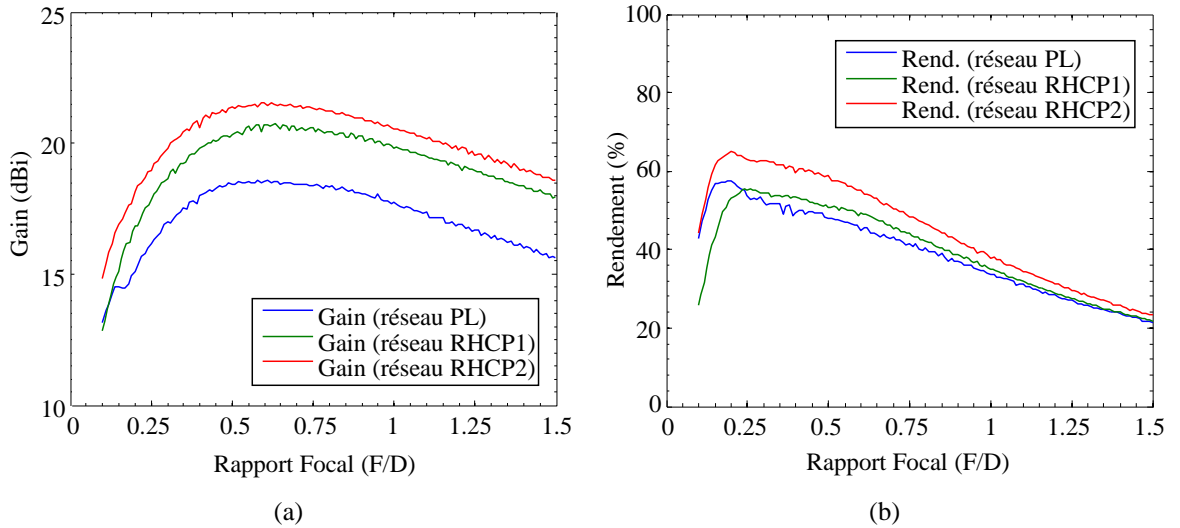


Figure 4.14 : Variation du gain ( $G$ ) (a), et du rendement (b) en fonction du rapport focal pour les trois réseaux.

Tableau 4.1 : Détail des pertes pour chaque type de réseau transmetteur (distances focales optimales).

	Réseau PL	Réseau RHCP1	Réseau RHCP2
Pertes par débordement	-1.33 dB	-1.43 dB	-1.37 dB
Pertes par réflexion	-0.032 dB	-0.039 dB	-0.013 dB
Rendement du réseau en réception	-0.87 dB	-1.25 dB	-0.86 dB
Rendement du réseau en transmission	-1.11 dB	-0.37 dB	-0.33 dB
Rendement total	-3.36 dB (46.2%)	-3.1 dB (49.1%)	-2.57 dB (55.3%)

La Figure 4.15 présente la répartition des cellules (loi de phase) du réseau 3 bits pour chaque type de cellule élémentaire. Cette répartition est obtenue à partir de la distance focale optimale précédemment calculée.

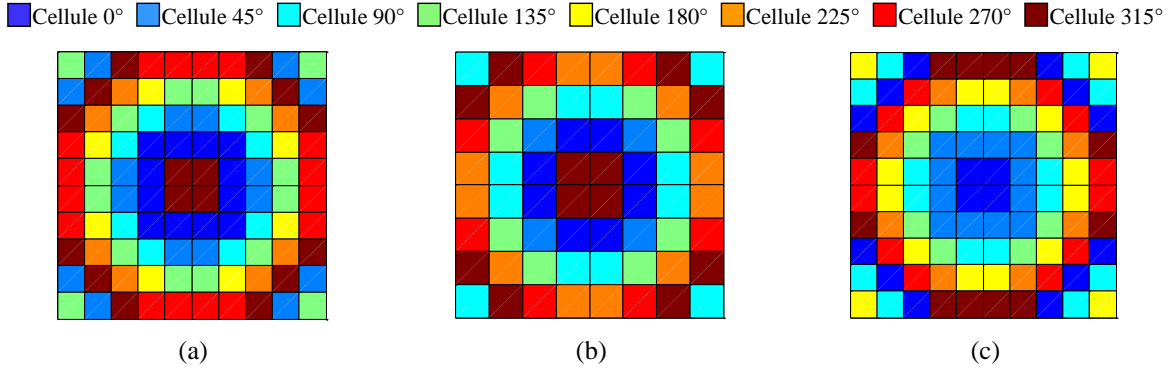


Figure 4.15 : Répartition des cellules pour chaque réseau; réseau PL ( $F = 14.5$  mm) (a), réseau RHCP1 ( $F = 14.6$  mm) (b), réseau RHCP2 ( $F = 14.75$  mm) (c).

Les Figure 4.16a,b présentent les diagrammes de rayonnement pour les trois réseaux à 60 GHz dans les deux plans principaux. Le réseau PL présente le niveau de gain le moins élevé (18.6 dBi) car les cellules sont polarisées linéairement, ce qui conduit également à une polarisation croisée plus élevée (-17.2 dB) et des niveaux de lobes secondaires plus élevés. Le réseau RHCP1 présente un gain de 20.7 dBi, des lobes secondaires à -21.6 dB et une polarisation croisée inférieure à -36.8 dB. Enfin, le réseau RHCP2 présente le gain le plus élevé (21.5 dBi) grâce à ces cellules polarisées circulairement et sa surface plus importante que le réseau RHCP1. Son niveau de lobes secondaires est à -21.3 dB et sa polarisation croisée est inférieure à -34.1 dB. Les trois réseaux ont une largeur de faisceau (-3 dB) de  $12^\circ$ .

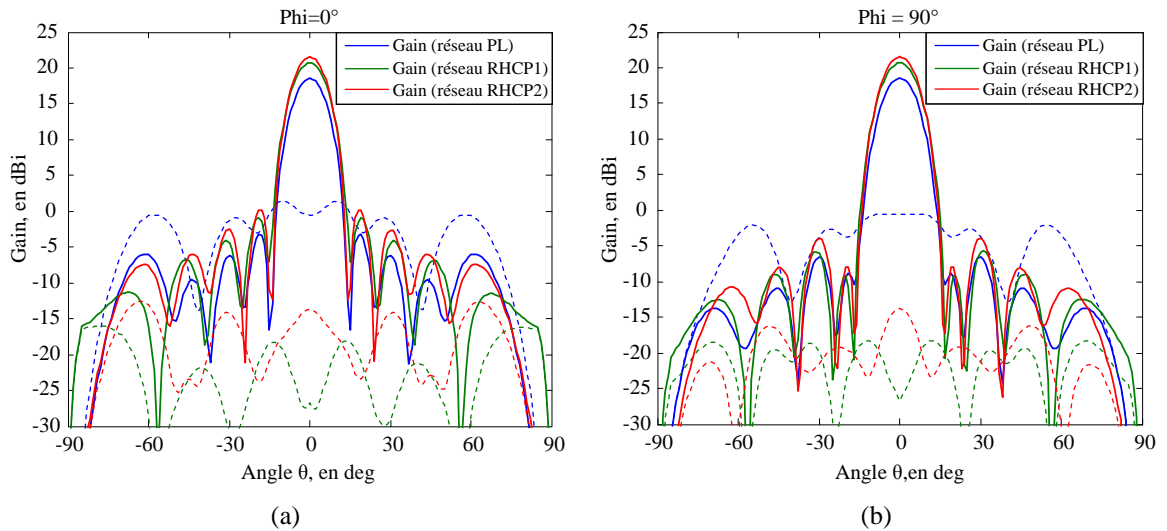


Figure 4.16 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz pour les 3 réseaux dans les deux plans principaux; polarisation principale (traits pleins) et polarisation croisée (traits pointillés).



La Figure 4.17a présente la réponse en fréquence de chaque réseau. Nous notons que pour les trois types de réseaux, le gain maximal est à 60 GHz. Pour le réseau PL, la bande passante prise à -3 dB est entre 57.4 et 70 GHz, soit 12.6 GHz (19.8%). Pour le réseau RHCP1, la bande passante prise à -3 dB est plus étroite, de 57.7 à 62.6 GHz soit 4.9 GHz (8.2%). Finalement, pour le réseau RHCP2, la bande passante prise à -3 dB est entre 55.8 et 68.4 GHz, soit 12.6 GHz (20.3%).

Cette comparaison montre que la bande passante du réseau RHCP1 est plus étroite (8.2%) que celle des autres réseaux (19.8–20.3%) ce qui peut s'expliquer d'une part par la plus faible bande passante de la cellule RHCP1 (patchs rectangulaires alimentés en coin, paragraphe 4.2.2.1) comparée à la cellule RHCP2 (patchs carrés à coins tronqués, paragraphe 4.2.2.2) et par la taille de cellule plus importante.

La variation du rapport axial dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) en fonction de la fréquence a été simulée pour chaque type de réseau (Figure 4.17b). Pour le réseau PL, le rapport axial est inférieur à -3 dB entre 50 et 65.5 GHz. Pour les réseaux RHCP1 et RHCP2, le rapport axial est inférieur à -3 dB sur toute la bande simulée (50–70 GHz). De plus, le réseau RHCP1 montre un meilleur rapport axial (0.073 dB) que les réseaux RHCP2 et PL (0.29 et 1.95 dB, respectivement) à 60 GHz. Dans cette comparaison, nous concluons que les réseaux RHCP1 et RHCP2 présentent une bien meilleure qualité de polarisation circulaire grâce à l'utilisation de cellules à polarisation circulaire.

Finalement, les performances théoriques de chaque réseau sont résumées dans le Tableau 4.2.

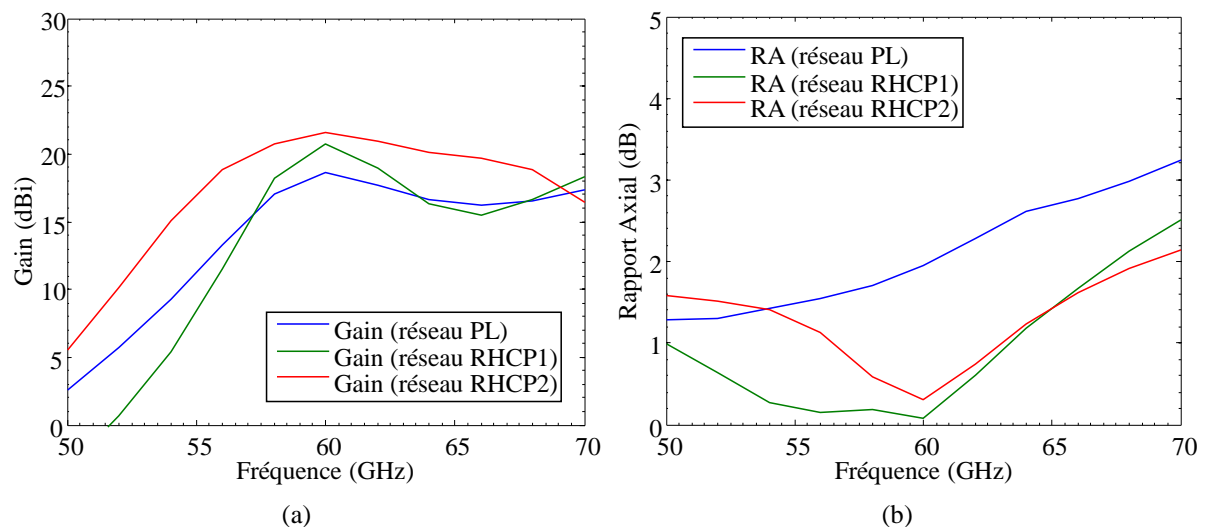


Figure 4.17 : Variation du gain en fonction de la fréquence pour les 3 réseaux (a), et rapport axial du champ rayonné dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) en fonction de la fréquence (b).

Tableau 4.2 : Comparaison des caractéristiques des trois types de réseaux conçus.

	Réseau PL	Réseau RHCP1	Réseau RHCP2
Nombre de cellules	$10 \times 10$	$8 \times 8$	$10 \times 10$
Taille du réseau (mm)	25	24	25
Distance focale (mm)	14.5	14.6	14.75
Directivité (dBi)	20.83	23.44	23.8
Gain maximal (dBi)	18.6	20.7	21.6
Bande passante à -3 dB	21%	8.2%	21%
Largeur du faisceau à -3 dB	$12^\circ$	$12^\circ$	$12^\circ$
SLL (dB)	-21.7	-21.6	-21.3
Niveau de polarisation croisée (dB)	-17.2	-36.8	-34.1
Rapport axial à 60 GHz (dB)	1.95	0.073	0.29
Pertes par débordement (dB)	-1.33	-1.43	-1.37
Pertes par réflexion (dB)	-0.032	-0.039	-0.013
Rendement du réseau en transmission (dB)	-1.11	-0.37	-0.33
Rendement total	46.2%	49.1%	55.3%
Rendement d'ouverture	23.0%	40.8%	45.5%

## 4.4 Conclusions

L'étude présentée dans ce chapitre porte sur la conception et simulation de trois types différents de cellules élémentaires de réseau transmetteur à 60 GHz (bande V) à polarisation circulaire avec quantification de phase 3 bits. Nous nous sommes intéressés aux performances d'un réseau transmetteur constitué de cellules élémentaires en polarisation linéaire côté source focale et polarisation linéaire ou circulaire côté espace libre. Trois réseaux ont donc été conçus (réseau PL, RHCP1 et RHCP2).

Cette étude nous a permis de conclure que l'utilisation de cellules élémentaires à polarisation circulaire est plus avantageuse en termes de gain, de diagramme de rayonnement, rendement et qualité de la polarisation circulaire. Ce type d'antennes s'est montré relativement simple à concevoir et à réaliser. Toutefois, la géométrie des cellules élémentaires est changée en polarisation circulaire (patch côté espace libre) et la dissymétrie de la cellule élémentaire (patch côté source focale et patch côté espace libre différents) limite la bande passante du réseau transmetteur dans le cas du réseau RHCP1. Dans le cas du réseau RHCP2, la dissymétrie de sa cellule élémentaire est moins

importante (patchs carrés de mêmes dimensions sur les deux faces mais tronqué sur le côté espace libre). Les performances théoriques de ce réseau de  $10 \times 10$  éléments sont bien meilleures, notamment en gain (21.5 dBi), en rendement (55.3%), bande passante (21%) et qualité de la polarisation circulaire (rapport axial de 0.29 dB à 60 GHz).

Dans le chapitre suivant, nous utiliserons un réseau transmetteur constitué de cette cellule élémentaire associée à une source focale différente (antennes intégrées sur silicium) afin d'obtenir un niveau de gain de l'ordre de 20 dBi compatible avec des applications de communications à longue distance.

## Bibliographie

- [1] H. Kaouach, "Antennes quasi-optiques reconfigurables à grande ouverture aux fréquences millimétriques," *Thèse de doctorat, Université de Rennes I*, Dec. 2009.
- [2] K.W. Lam, S.W. Kwok, Y. Hwang, and T. King-Chung, "Implementation of Transmitarray Antenna Microstrip Patches Concept by using Aperture-coupled," *Asia Pacific Microwave Conference*, 1997, pp. 433–436.
- [3] P. Padilla de la Torre, M. Sierra-Castañer, "Design and prototype of a 12-GHz transmit-array," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 12, Dec. 2007, pp. 3020–3026.
- [4] A. Abbaspour-Tamijani, K. Sarabandi, G.M. Rebeiz, "A millimetre-wave bandpass filter-lens array," *IET Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 2, April 2007, pp. 388–395.
- [5] H. Kaouach, L. Dussopt, J. Lantéri, T. Koleck, and R. Sauleau, "Wideband Low-Loss Linear and Circular Polarisation Transmits-Arrays in V-band," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, July 2011, pp. 2513–2523.

## **Chapitre 5**

### **Antenne multifaisceaux en bande V combinant un réseau transmetteur et un réseau focal intégré sur silicium**

#### **Introduction**

Ce chapitre porte sur la conception d'une antenne directive multifaisceaux en bande V adaptée aux communications sans fil à haut débit et aux applications radar. Le chapitre commence par un état de l'art de différentes techniques de dépointage de faisceau en bande V. Ensuite, nous proposons une nouvelle solution basée sur un réseau transmetteur réalisé en technologie imprimée associé à un réseau focal intégré sur silicium à haute résistivité. Finalement, nous présentons trois types de réseaux transmetteurs utilisant la cellule élémentaire optimale conçue dans le chapitre précédent.

#### **5.1 Etat de l'art des systèmes multifaisceaux en bande V**

Ces dernières années, l'évolution des communications sans fil à 60 GHz a été très significative avec la démonstration de systèmes d'émission-réception intégrés avec des débits de plusieurs Gbps. Certaines des applications nécessitant une portée d'une dizaine de mètres ou plus, comme les systèmes WLAN ou radars, nécessitent la construction de structures antennaires avec un fort gain, une bonne efficacité et un dépointage électronique du faisceau.

Plusieurs groupes ont démontré des réseaux phasés d'antennes intégrées en bande 60 GHz. Dans les références [1],[2] est présenté un réseau de 16 antennes intégrées sur un substrat organique multicouche présentant des niveaux de gain jusqu'à 15–17 dBi. Ces réseaux phasés électroniquement reconfigurables permettent une formation de faisceau très flexible et des capacités d'orientation de faisceau avec une résolution fine en temps réel; mais ils sont complexes à concevoir et réaliser, avec une consommation électrique importante et un coût de fabrication élevé. En effet, les pertes RF dans les déphaseurs, les lignes de transmission, et les éléments rayonnants aux fréquences millimétriques font que les réseaux phasés sont difficilement réalisables pour des niveaux de directivité très élevés.

Dans cette partie, nous présentons quelques exemples illustrant les principales techniques utilisées pour obtenir un dépointage de faisceau sans utiliser de déphaseurs.

### 5.1.1 Systèmes multifaisceaux à base de lentilles de Rotman

Le système appelé lentille de Rotman [3] permet d'obtenir un diagramme multifaisceaux selon le port choisi qui alimente la lentille. Ces lentilles peuvent être réalisées en guide d'onde ou en technologie microruban. Les auteurs de la référence [4] ont conçu une antenne multifaisceaux à 60 GHz utilisant une lentille de Rotman. La Figure 5.1a montre l'architecture de la lentille avec l'intégration de sept antennes patch espacées de  $0.5\lambda_0$ . Cette structure a été réalisée sur silicium haute résistivité ( $\rho > 10 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) d'épaisseur  $300 \mu\text{m}$ . La lentille de Rotman et les antennes ont pour dimensions  $30 \times 20 \text{ mm}^2$ , ce qui est assez large pour un module fabriqué sur silicium; la Figure 5.1b montre une photographie du prototype fabriqué. Les directions des faisceaux obtenus à 61.5 GHz sont:  $-26.6^\circ$ ,  $-16.7^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $+16.7^\circ$  et  $+26.6^\circ$  comme présenté sur la Figure 5.1c. L'efficacité de la lentille est dans la plage de 50% à 70% selon le port excité, les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB.

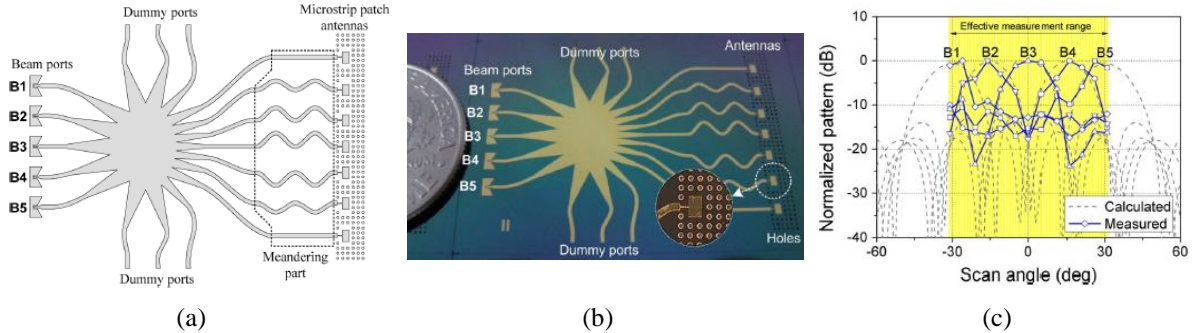


Figure 5.1 : Dessin de l'architecture du réseau d'antennes avec lentille de Rotman (a), photographie du prototype (b), et diagramme multifaisceaux (c) [4].

Un deuxième exemple de lentille de Rotman alimentant un réseau d'antennes patch intégrées sur une plateforme silicium/BCB (benzocyclobutane) est fourni dans la référence [5]. Dans cet exemple, un système transmetteur ( $T_X$ ) avec un réseau de  $6 \times 7$  patches et un récepteur ( $R_X$ ) avec un réseau de  $4 \times 4$  patches utilisant une modulation ASK à 60 GHz ont été conçus (Figure 5.2a,b). Le gain mesuré de l'antenne  $T_X$  est de l'ordre 17.5 dBi avec une PIRE de 26 dBm à 60.5 GHz, une bande passante ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) de 57–64 GHz et des pertes sur la matrice autour de 4 dB. La Figure 5.2c montre le diagramme multifaisceaux à 60.5 GHz, le transmetteur peut commuter le faisceau entre trois directions ( $-12^\circ$ ,  $0^\circ$  et  $+12^\circ$ ) dans le plan H.

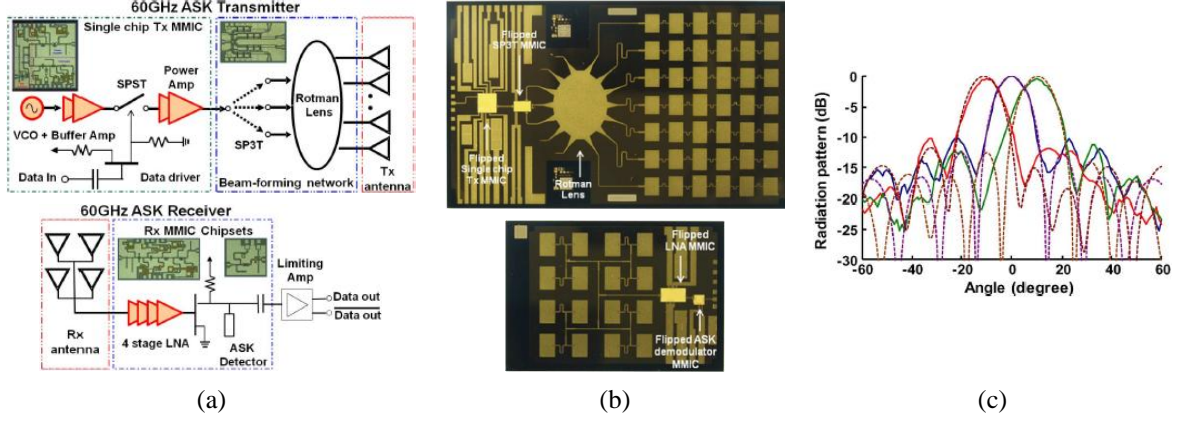


Figure 5.2 : Schéma des architectures des modules  $T_X$  et  $R_X$  (a), photographie des prototypes  $T_X$  (taille:  $3.6 \times 2.6 \text{ cm}^2$ ) et  $R_X$  (taille:  $2.0 \times 1.3 \text{ cm}^2$ ) (b), et diagrammes de rayonnement (c) [5].

### 5.1.2 Systèmes multifaisceaux à base de matrices de Butler

Une matrice de Butler est composée de coupleurs hybrides et de déphaseurs, elle dispose de  $N$  ports d'entrée et de  $M$  ports de sortie qui peuvent être reliés à  $M$  éléments rayonnants ou sous-réseaux d'un réseau phasé. L'antenne multifaisceaux ainsi composée permet d'obtenir  $N$  faisceaux, chacun dans une direction différente. Dans la référence [6], un exemple de réseau de  $2 \times 4$  patches excités par deux matrices de Butler  $4 \times 4$  imprimés sur un substrat PCB fonctionnant à 60 GHz est présenté. Les Figure 5.3a,b montrent le schéma de l'architecture ainsi qu'une photographie de cette structure (taille:  $20 \times 25 \text{ mm}^2$ ). La Figure 5.3c montre les 8 directions de faisceaux sur deux plans simulés à 60 GHz, le gain maximal mesuré est entre 11.6 et 12.3 dBi et montre des bonnes performances (environ 2 dB de pertes de la matrice) sur la bande d'intérêt 57–64 GHz.

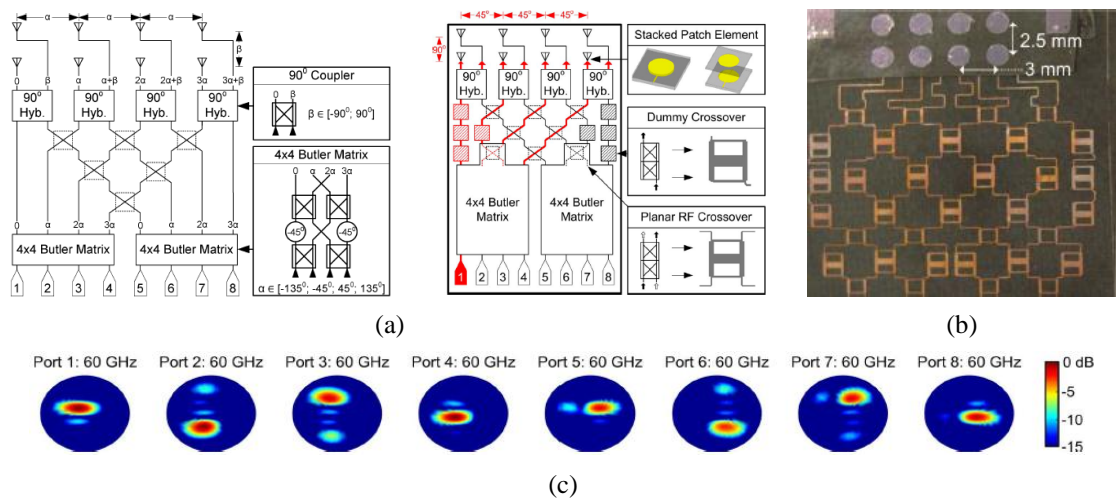


Figure 5.3 : Schéma de l'architecture de réseau à base de matrices de Butler  $4 \times 4$  (a), photographie du prototype (b) et diagrammes de rayonnement (c) [6].

La référence [7] montre un système de transmission multifaisceaux sur la bande V avec un réseau de  $1 \times 4$  antennes monopoles excitées par une matrice de Butler  $4 \times 4$  intégrée sur technologie céramique LTCC (Figure 5.4a,b). La taille de ce module est de  $10 \times 10 \text{ mm}^2$ . Le rayonnement de ce système est de type end-fire et montre 4 directions possibles du faisceau  $-45^\circ$ ,  $-15^\circ$ ,  $+15^\circ$ ,  $+45^\circ$  (Figure 5.4c) avec un gain mesuré faible de 2.7, 4, 3 et 1.5 dBi, respectivement, ce qui s'explique par l'utilisation d'antennes monopoles repliés à faible gain et les pertes de la matrice autour de 7 dB sur la bande 62–63 GHz.

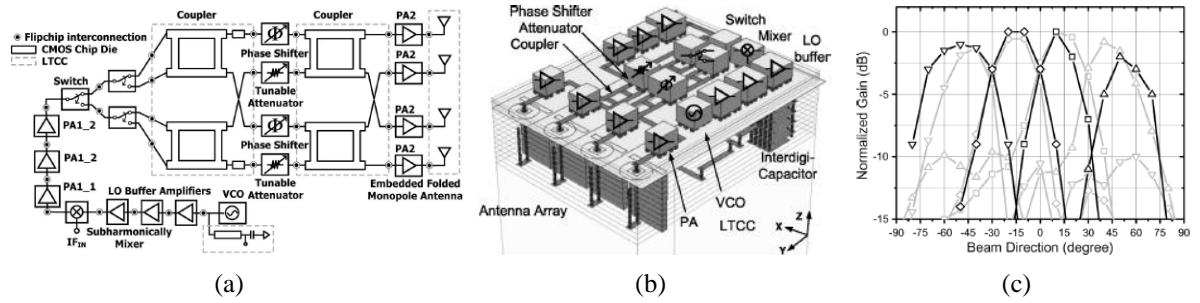


Figure 5.4 : Schéma de l'architecture du réseau (a), vue 3D du système  $T_x$  (b) et diagrammes de rayonnement dans le plan XY (c) [7].

### 5.1.3 Autres techniques de dépointage de faisceau

Dans la référence [8], une antenne en bande V à dépointage de faisceau commandée mécaniquement par une force magnétique est présentée. Le prototype a des dimensions de  $1.5 \times 3.5 \text{ cm}^2$ , il est fabriqué sur un substrat silicium à haute résistivité utilisant la technologie MEMS (Figure 5.5a,b). La Figure 5.5c montre que le système présente une couverture de  $40^\circ$  avec trois orientations différentes du faisceau. Malheureusement, le dépointage de faisceau utilisant la technologie MEMS n'est pas encore très mature et souffre de problèmes de fiabilité et de vitesse de commutation.

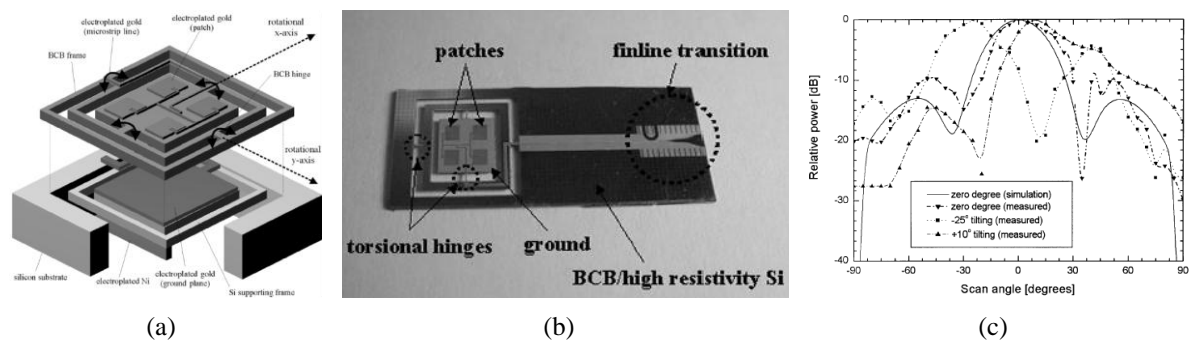


Figure 5.5 : Schéma du système d'orientation de faisceau 2D (a), photographie de l'antenne fabriquée (b) et diagrammes de rayonnement de l'antenne (c) [8].



Les auteurs de la référence bibliographique [9] présentent une antenne planaire à 60 GHz à balayage électronique utilisant le principe d'une lentille de Luneberg. Cette lentille est excitée par 16 sources connectées chacune à un amplificateur MMIC (FMM5715X) avec un contrôle électronique de son état (Figure 5.6a,b). La lentille de Luneberg est en téflon ( $\epsilon_r = 2.04$ ) et des trous sont réalisés dans ses zones centrales pour abaisser sa permittivité diélectrique équivalente ( $\epsilon_r = 1.45$  et  $1.25$ ). Le diamètre total de la lentille est de 28 mm avec une épaisseur totale de 3 mm, deux plaques métalliques sont ajoutées au-dessous et au-dessus de la structure pour réaliser un guide d'onde de type plaques parallèles. Le gain mesuré obtenu est de 15–16 dBi. La largeur du faisceau est  $10^\circ \times 60^\circ$  dans les plans d'azimut et d'élévation respectivement avec un niveau de polarisation croisée inférieure à -22 dB. Finalement, une large couverture et une bonne efficacité sont obtenues avec cette lentille. Cependant, aucune information de pertes et de bande passante n'est donnée dans cette référence.

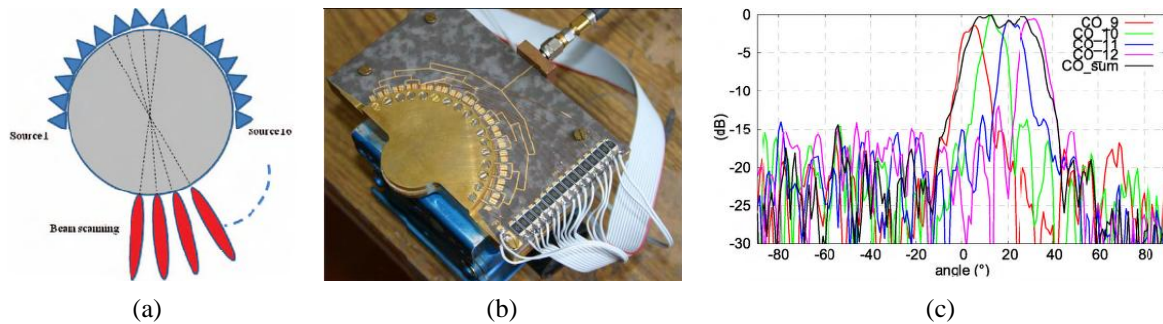


Figure 5.6 : Principe de fonctionnement de la lentille de Luneberg (a), photographie du prototype réalisé (b), et diagramme de rayonnement (c) [9].

Dans la référence [10], une antenne à lentille intégrée à commutation de faisceau est démontrée en bande V, cette conception était basée sur des lentilles hémisphériques en quartz ( $\epsilon_r = 3.8$ ) de deux tailles différentes (rayon = 7.5 mm et hauteur = 5 mm; rayon = 12.5 mm et hauteur = 9 mm), quatre antennes patch imprimées sur un substrat PCB (Rogers 4003C,  $\epsilon_r = 3.53$ ,  $\tan\delta = 0.0058$ ) et des commutateurs SPDT (Single Pole Double-Throw) de type MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) Hittite HMC-SDD112, où chaque commutateur possède autour de 2.5 dB de pertes à l'état passant et 25-dB d'isolation sur l'état bloqué.

L'antenne élémentaire est composé d'une ligne microruban ( $W_s = 0.45$  mm) sur la couche supérieure couplée par une fente d'ouverture étroite ( $0.99 \times 0.2$  mm<sup>2</sup>) dans le plan de masse à un patch rectangulaire ( $0.8 \times 0.7$  mm<sup>2</sup>) sur la couche inférieure.

Les résultats de simulation pour cette antenne montrent une bande passante de 28% et une efficacité de rayonnement de 88%. Les résultats expérimentaux du prototype avec la lentille quartz montrent un gain dans l'axe de 18.4 dBi et 23.2 dBi et une couverture angulaire de  $\pm 35^\circ$  et  $\pm 22^\circ$  pour les lentilles de rayon égal à 7.5 mm et 12.5 mm respectivement.

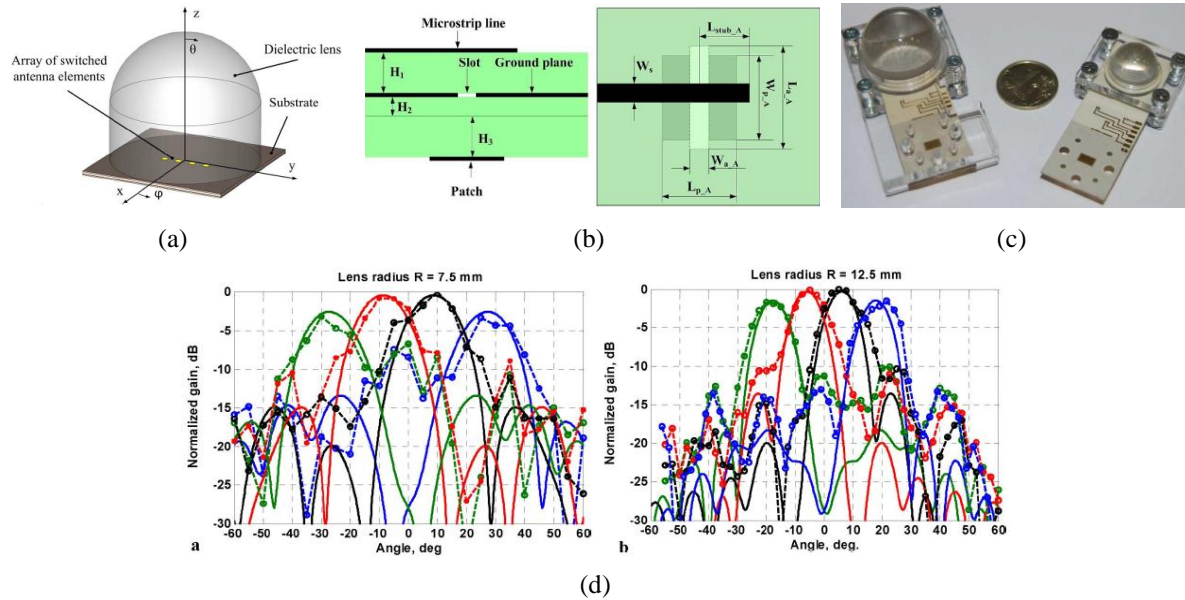


Figure 5.7 : Schéma de la structure antennaire à base d'une lentille en quartz (a), antenne élémentaire patch alimentée par ligne microruban couplée par fente (b), photographie des prototypes (c) et diagrammes de rayonnement (d) [10].

#### 5.1.4 Réseaux transmetteurs et réflecteurs reconfigurables

Les réseaux réflecteurs reconfigurables ont été largement étudiés avec différentes technologies de reconfiguration, comme les diodes varactor, diodes PIN, condensateurs ferroélectriques ajustables, matériaux à cristal liquide, RF-MEMS, etc. Cependant, peu de démonstrations ont été réalisées autour de 60 GHz en raison de l'absence de dispositifs actifs à faibles pertes aux fréquences millimétriques et l'absence d'une technologie fiable pour fabriquer ces dispositifs distribués sur une grande surface.

Dans la référence [11], un réseau réflecteur de  $160 \times 160$  éléments à 60 GHz basé sur un déphaseur numérique à un seul bit à diode PIN montre un gain autour de 41 dBi et un rendement d'ouverture de 9.5%. La référence [12] montre un autre exemple de réseau réflecteur reconfigurable à 77 GHz à base d'un matériau de type cristal liquide, trois directions du faisceau sont obtenues ( $-10^\circ$ ,  $0^\circ$  et  $25^\circ$ ) dans un seul plan.

Dans le domaine des réseaux transmetteurs (lentilles discrètes) reconfigurables, aucune réalisation n'a été faite au-delà de la bande Ka.

Dans la référence [13], un réseau transmetteur de  $20 \times 20$  cellules élémentaires fonctionne à 9.8 GHz et utilise 800 diodes PIN (Figure 5.8). Il présente un gain maximal dans l'axe de 22.7 dBi, un rendement total de 53% et une bande passante à -3 dB de 16%. Les performances en dépointage en 2D montrent une capacité de  $\pm 70^\circ$ .

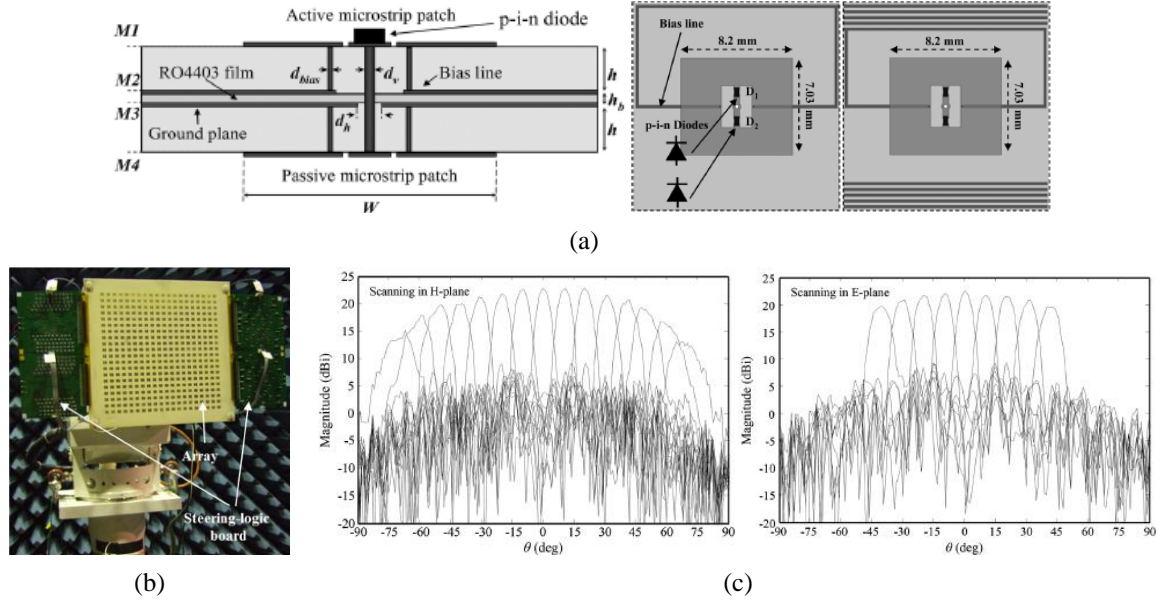


Figure 5.8 : Réseau transmetteur reconfigurable en bande X, géométrie de la cellule élémentaire reconfigurable à 1 bit (a), photographie du réseau actif de 400 cellules (b) et diagrammes de rayonnement dans le plan H et plan E [13].

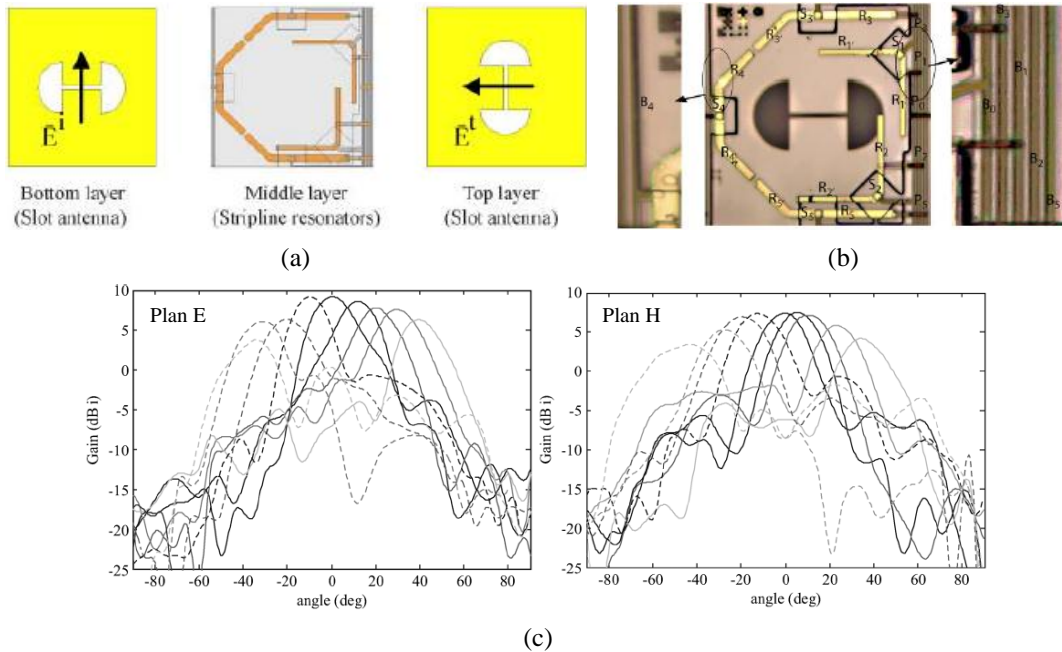


Figure 5.9 : Réseau transmetteur reconfigurable en bande Ka ; Cellule élémentaire 2 bits vue de chaque couche (a), photographie de la cellule avec MEMS (vue de dessus) (b), et diagrammes de rayonnement dans le plan H et le plan E (c) [14],[15].

En [14][15], un réseau transmetteur de  $22 \times 22$  cellules élémentaires de 2 bits fonctionne à 34.8 GHz et utilise 3420 interrupteurs MEMS (Figure 5.9). Un dépointage unidimensionnel de  $\pm 40^\circ$  a été démontré. Le gain maximal dans le cas sans dépointage est de 9.2 dBi. Les pertes totales sont égales à 11.2 dB avec 8 dB de pertes causées par le dysfonctionnement de certains interrupteurs MEMS.

## 5.2 Principe de dépointage du faisceau avec réseaux transmetteurs passifs

Les réseaux transmetteurs passifs sont fabriqués en technologie PCB à faible coût et montrent d'excellentes performances jusqu'à la bande V avec une large bande passante de 10–20% et un haut rendement de 50% [16] (Figure 5.10). Dans le but de réduire la complexité, le coût et la consommation électrique des réseaux transmetteurs reconfigurables, les réseaux transmetteurs passifs associés à un réseau de sources focales peuvent fournir une alternative aux réseaux actifs avec une reconfiguration réduite (plage de couverture plus faible) mais avec un gain similaire et une faible consommation électrique.

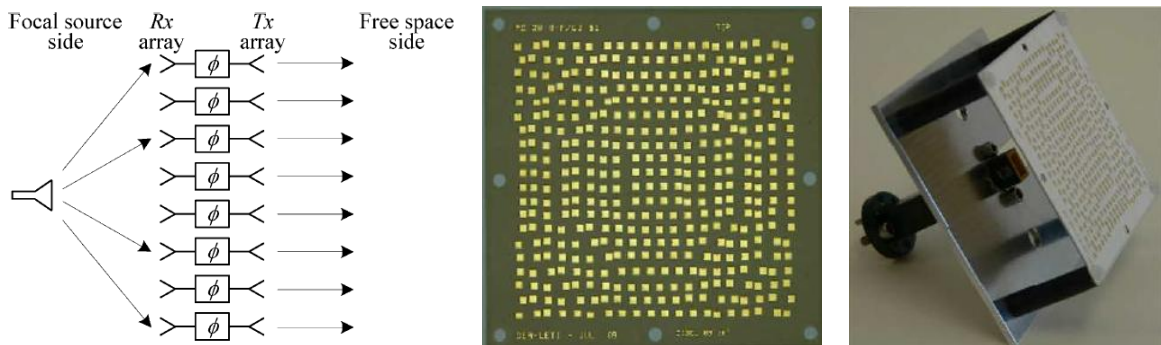


Figure 5.10 : Exemple de réseau transmetteur passif en bande V (schéma général et photographie du prototype) [16].

Dans cette partie, nous allons expliquer comment nous pouvons obtenir un dépointage du faisceau par orientation ou déplacement de la source focale sur l'arc focal ou dans le plan focal du réseau (Figure 5.11a,b). Le réseau considéré est le réseau décrit au chapitre 4 ( $10 \times 10$  éléments avec la cellule RHCP2). La compensation de phase du réseau transmetteur est calculée pour le cas où la source focale se trouve sur l'axe normal (axe focal) au réseau. Puis cette compensation de phase est gardée fixe lorsque la source focale est déplacée, ce qui correspond au cas d'un réseau non reconfigurable dont la compensation de phase est fixée à la fabrication.

Nous avons choisi d'étudier le dépointage du faisceau dans le plan ZX, mais des résultats analogues seraient obtenus dans le plan ZY. Le Tableau 5.1 présente la variation des caractéristiques du réseau transmetteur pour différents déplacements ( $dx$ , multiples de  $\lambda_0/2$ ) de la source focale dans le plan focal.

Tableau 5.1 : Impact du déplacement de la source focale dans le plan focal sur les caractéristiques en rayonnement du réseau transmetteur à 3 bits.

Déplacement ( $dx$ )	Direction du faisceau	Directivité (dBi)	Gain (dBi)	Pertes par débordement (dB)	Rendement total	SLL (dB)
0 mm	0°	23.8	21.6	1.37	55.3%	21.4
±2.5 mm	±8°	23.6	21.2	1.44	53.6%	16.1
±5 mm	±16°	22.8	20.3	1.64	48.7%	12.8
±7.5 mm	±25°	21.7	18.7	2.07	41.0%	10.4
±10 mm	±33°	20.2	16.4	2.80	32.1%	8.5

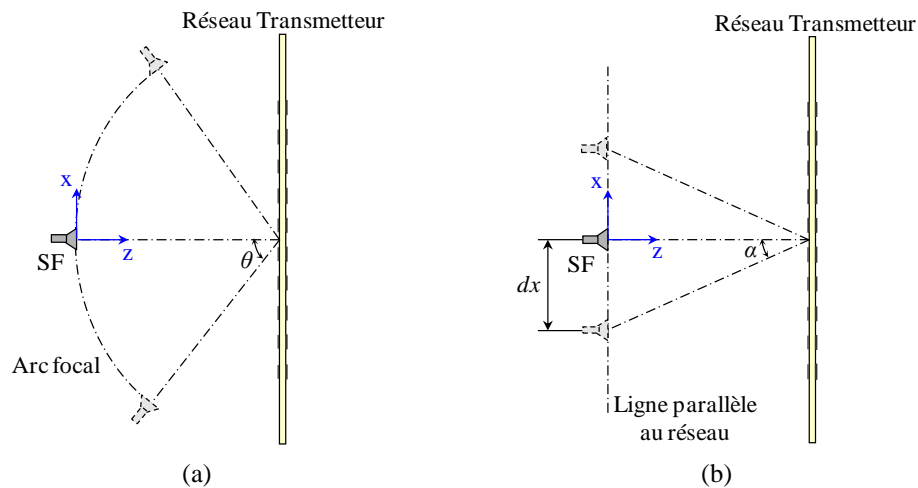


Figure 5.11 : Deux exemples de déplacement de la source focale pour obtenir le dépointage du faisceau, sur un arc focal (a) et dans le plan focal du réseau (b).

L'effet de dépointage du faisceau s'explique par la variation des différences de chemin entre la source focale et les éléments du réseau transmetteur. Lorsque la source focale s'éloigne du point focal, la surface apparente du réseau diminue et les pertes par débordement sont inversement proportionnelles à cette surface et augmentent donc avec l'éloignement (de 1.37 à 2.8 dB). Il s'ensuit une baisse du rendement total du réseau (de 55.3% à 32.1%). La directivité et le gain diminuent également en raison de la baisse de la surface apparente du réseau d'une part, et de la loi de phase qui devient imparfaite et ne permet pas de focaliser toute la puissance dans la direction spéculaire d'autre part (Figure



5.12a,b). La largeur du faisceau principal et le niveau des lobes secondaires augmentent avec l'éloignement de la source focale.

Nous concluons de cette étude que les performances du réseau se dégradent très rapidement au-delà d'un dépointage de 20–25°, à la fois en terme de gain et de niveau de lobes secondaires (Figure 5.12c).

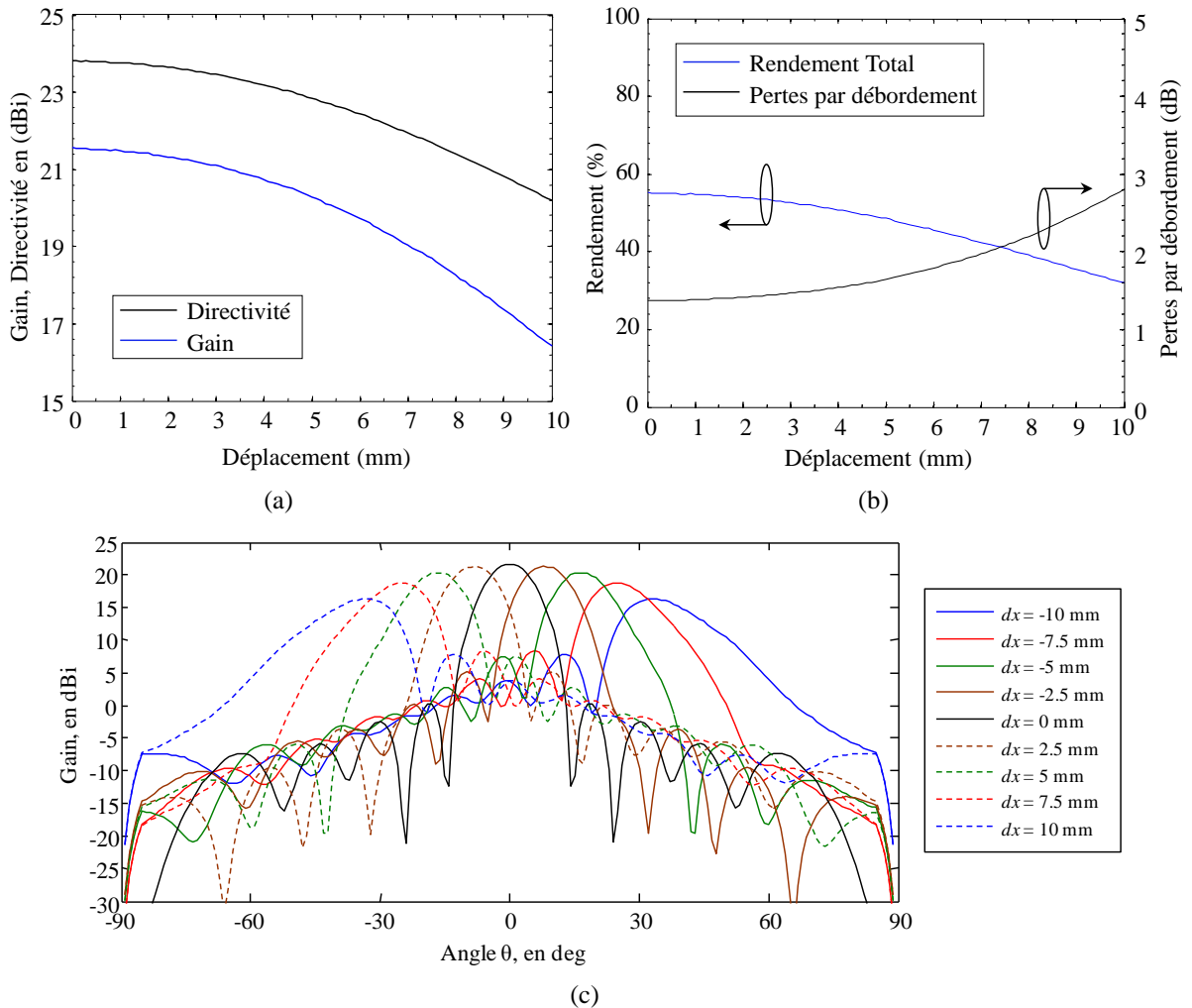


Figure 5.12 : Impact du déplacement de la source focale sur la directivité et le gain (a), sur le rendement et les pertes (b) et sur le diagramme de rayonnement (c).

### 5.3 Réseau focal intégré sur silicium

Dans la suite de cette étude, nous remplaçons l'antenne cornet précédemment utilisée comme source focale par un réseau d'antennes intégrées sur silicium. Ce réseau focal est constitué d'antennes de type dipôle replié réalisées sur silicium haute résistivité, développées au sein du CEA-LETI dans le cadre d'un projet antérieur en partenariat avec STMicroelectronics.

Cette antenne est intégrée sur une tranche de silicium HR ( $\epsilon_r = 11.7$ ,  $\rho > 4 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ,  $\tan\delta = 0.004$ ) d'épaisseur  $120 \mu\text{m}$  (Figure 5.13). Elle est placée sur un second substrat de silicium standard d'épaisseur  $725 \mu\text{m}$  comprenant une cavité métallisée de profondeur  $275 \mu\text{m}$  permettant de bloquer tout rayonnement arrière et de minimiser les couplages inter-éléments. Ces antennes ont démontré un coefficient de réflexion inférieur à  $-14 \text{ dB}$  sur la bande  $57\text{--}66 \text{ GHz}$  et un gain de l'ordre de  $4\text{--}7.9 \text{ dBi}$  [17].

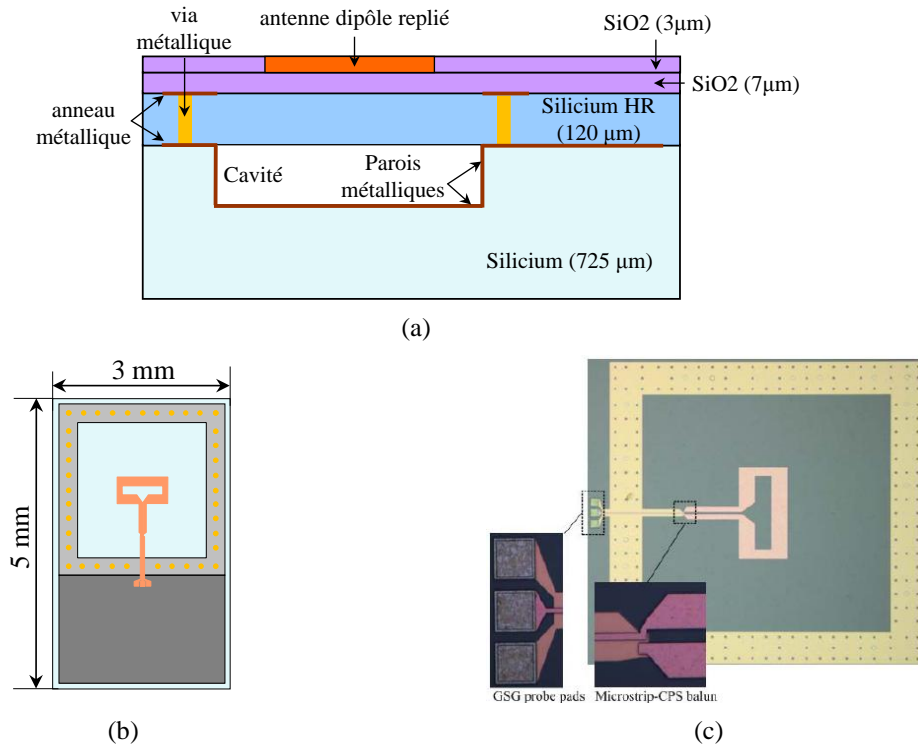


Figure 5.13 : Antenne dipôle replié intégrée sur silicium HR; coupe verticale (a) et vue de dessus (b). Photographie de l'antenne, ligne d'alimentation, balun et plots d'excitation (c) [17].

Le réseau focal est composé de cinq puces individuelles identiques (Figure 5.14a). La taille totale du réseau focal est de  $5 \times 15 \text{ mm}^2$  et chaque puce est assemblée côte à côte avec une distance centre à centre de  $3 \text{ mm}$  ( $0.6\lambda_0$  à  $60 \text{ GHz}$ ) environ. Chaque élément d'antenne a une taille de  $2.3 \times 2.2 \text{ mm}^2$ . Il faut remarquer que le réseau pourrait être légèrement plus compact s'il était réalisé sur une seule puce avec une distance entre chaque élément de  $2.5 \text{ mm}$  comme en [17]. Le réseau focal a été placé sur une plaque métallique circulaire et est entouré d'un matériau absorbant pour limiter les réflexions multiples entre cette plaque et le réseau transmetteur (Figure 5.14b). Trois piliers diélectriques (Delrin, diamètre =  $6 \text{ mm}$ ) supporte le réseau transmetteur au-dessus du réseau focal, leur hauteur détermine la distance focale ( $F$ ).

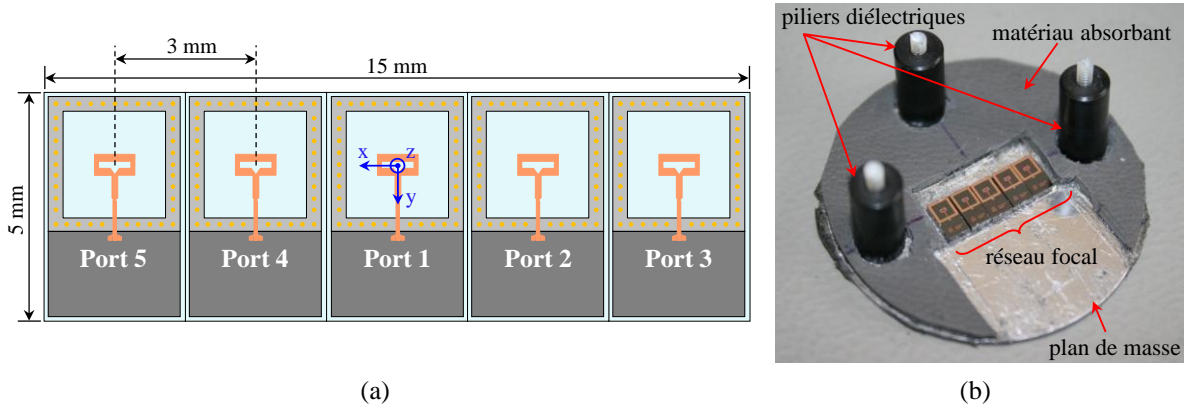


Figure 5.14 : Vue de dessus (a), et photographie (b) du réseau focal intégré sur silicium HR.

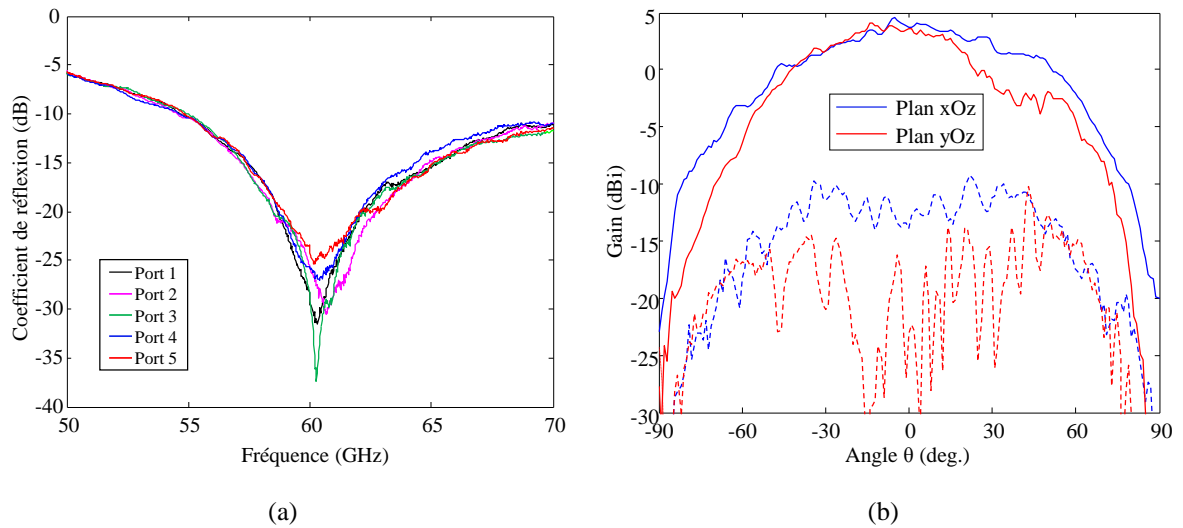


Figure 5.15 : Coefficient de réflexion mesuré de chaque élément du réseau focal (a), diagrammes de rayonnement mesurés dans les deux plans à 60 GHz pour l'élément central du réseau, polarisation principale (traits pleins) et polarisation croisée (traits pointillés) (b).

Les performances montrent de faibles changements par rapport à l'antenne dipôle replié seule, nous notons une bonne adaptation pour chaque élément du réseau, avec un coefficient de réflexion inférieur à -14 dB sur la bande 56.7–65.8 GHz (Figure 5.15a) et un couplage inter-élément simulé inférieur à -16 dB. L'antenne centrale du réseau montre un gain dans l'axe de l'ordre 3.7 dBi, avec une largeur de faisceau à -3 dB de  $62^\circ \times 57^\circ$  (Figure 5.15b) ; pour les autres éléments, le diagramme de rayonnement est faiblement modifié.

## 5.4 Conception de l'antenne multifaisceaux

Dans cette partie, nous proposons d'associer un réseau transmetteur passif à un réseau focal constitué d'un petit nombre d'antennes intégrées sur technologie silicium à haute résistivité (HR) (Figure 5.16). Après l'étude menée dans le paragraphe 5.2 sur l'obtention



d'un dépointage du faisceau avec un réseau transmetteur passif par déplacement de la source focale, nous remplaçons cette source par un réseau focal dont chaque élément correspondra à un faisceau différent.

Le but de ce travail est d'obtenir un compromis intéressant entre le niveau de gain, le coût (technologie PCB et réseau focal intégré de faibles dimensions) et les capacités de dépointage de faisceau (gamme de dépointage plus faible qu'un réseau phasé classique). En comparaison avec un réseau phasé classique, un avantage attendu est une simplification importante du circuit émetteur-récepteur connecté aux antennes du réseau focal conduisant à une forte réduction de consommation. Une perspective intéressante pour ce travail est l'intégration dans un seul boîtier du réseau focal, d'un circuit émetteur-récepteur, et d'une matrice de commutateurs SPNT (Single Pole N-Throw) pour la sélection du faisceau en vue d'obtenir un module de communication compact et reconfigurable en bande V à faible coût et basse consommation d'énergie.

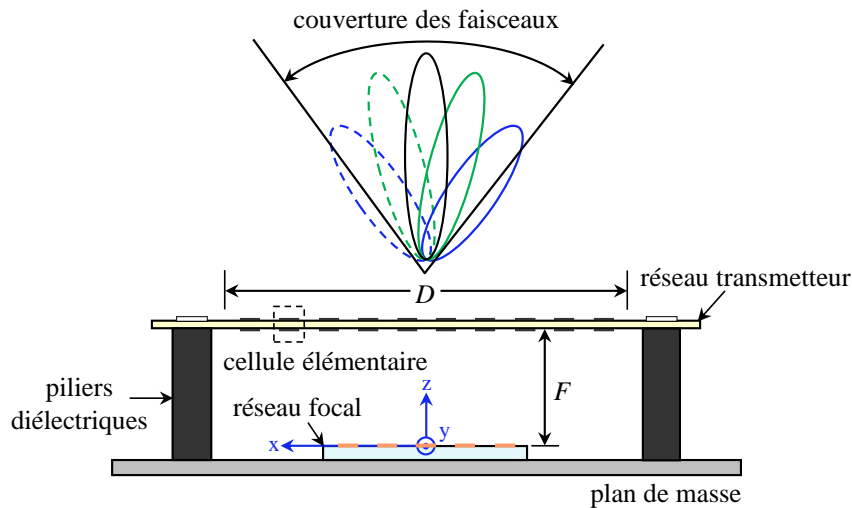


Figure 5.16 : Schéma de principe d'un réseau transmetteur alimenté par un réseau focal.

#### 5.4.1 Réseau transmetteur 10×10 éléments

La conception du réseau transmetteur combine les simulations électromagnétiques de la source focale et des cellules élémentaires du réseau avec un modèle analytique du réseau complet selon la procédure expliquée au paragraphe 4.1 [16]. Nous étudions ici un premier réseau transmetteur qui comprend 10×10 cellules (taille:  $5\lambda_0 \times 5\lambda_0$ ). La distribution des cellules est optimisée pour focaliser le faisceau dans la direction normale (axe Oz) en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal présenté au paragraphe précédent 5.3 (Figure 5.14a). Le type de cellule élémentaire choisi pour le réseau transmetteur est la cellule élémentaire RHCP2 conçue au chapitre 4.

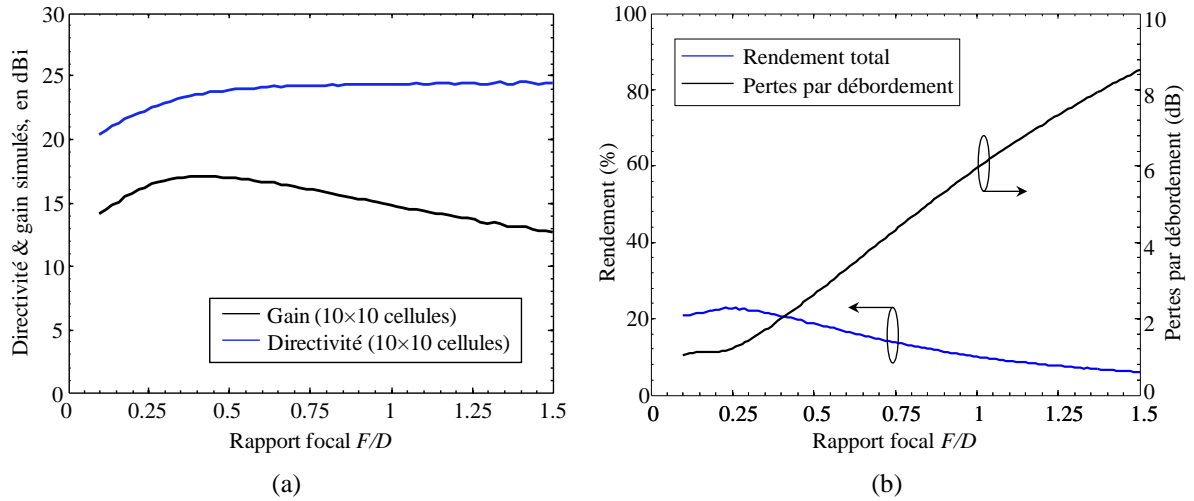


Figure 5.17 : Variation de la directivité et du gain (a), et du rendement et des pertes par débordement (b) en fonction du rapport focal pour un réseau de 10×10 cellules.

Selon la Figure 5.17a, un gain maximal de 17.1 dBi et une directivité de 23.7 dBi sont obtenus pour un rapport focal  $F/D = 0.44$  ( $F = 11$  mm). Nous notons une différence significative entre la directivité et le gain (6.6 dB) qui correspond à un rendement de 21.6%. Ceci s'explique par les pertes par débordement (2.3 dB), l'efficacité de la source focale (61%, 2.2 dB), les pertes d'insertion des cellules (0.36 dB) et les pertes par réflexion.

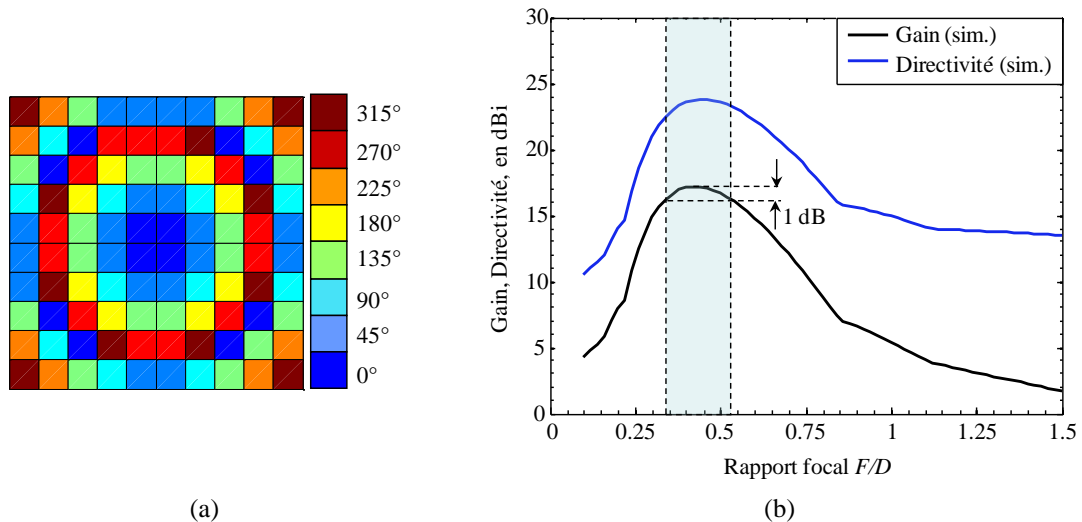


Figure 5.18 : Distribution des cellules du réseau de 10×10 cellules (a), sensibilité du gain et de la directivité simulée en fonction du rapport focal (b).

La Figure 5.18a présente la distribution des cellules élémentaires (loi de phase) du réseau transmetteur en polarisation circulaire calculée à 60 GHz pour l'élément central du réseau focal comme source avec un rapport focal optimum  $F/D = 0.44$ . Nous faisons

ensuite une étude de sensibilité du réseau transmetteur à la distance focale (Figure 5.18b). Un rapport focal dans la plage  $0.34 < F/D < 0.52$  ( $8.5 \text{ mm} < F < 13 \text{ mm}$ ) réduit le gain de 1 dB. Par conséquent, une distance focale ( $F = 10 \text{ mm}$ ) a été choisie pour le prototype afin de minimiser la hauteur totale de l'antenne. Le réseau transmetteur fabriqué est montré sur la Figure 5.19.

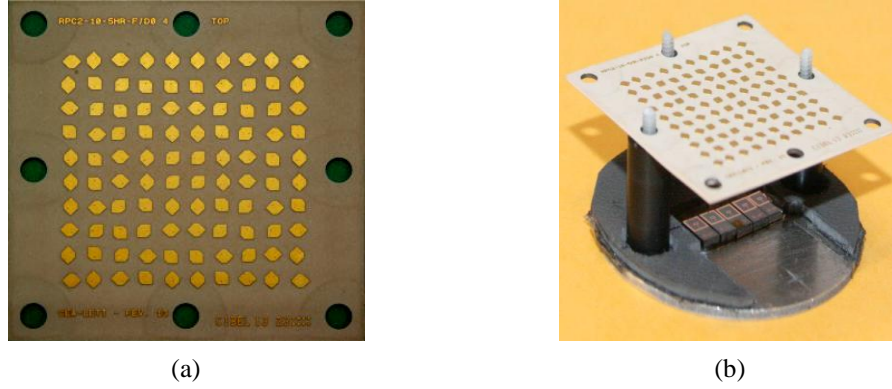


Figure 5.19 : Photographie du réseau transmetteur de 10×10 cellules (vue de dessus) (a) et photographie du réseau transmetteur fabriqué avec le réseau focal ( $F = 10 \text{ mm}$ ) (b).

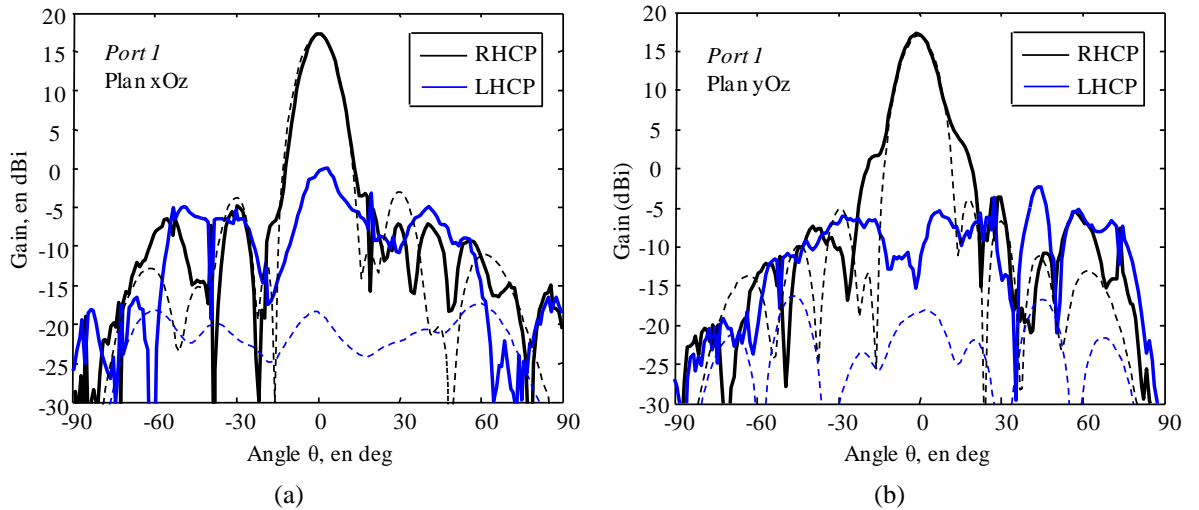


Figure 5.20 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz simulé (traits pointillés) et mesuré (traits pleins) du réseau transmetteur de 10×10 cellules dans le plan xOz (a) et yOz (b) pour l'élément central du réseau focal ( $F = 10 \text{ mm}$ ).

Les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré pour l'élément central du réseau focal (faisceau orienté dans l'axe) avec un rapport focal  $F/D = 0.4$  ( $F = 10 \text{ mm}$ ) sont montrés sur la Figure 5.20. Les mesures sont effectuées avec le dispositif de mesure et la procédure présentés en annexe A.4. Les diagrammes de rayonnement mesurés présentent un faisceau dans l'axe à polarisation circulaire droite avec un niveau de gain de 17 dBi et

un niveau de polarisation croisée de -17.2 dB. La largeur de faisceau à -3 dB est de  $10^\circ \times 11^\circ$  (dans les plans xOz et yOz respectivement), les lobes secondaires sont à -20.9 dB.

De la même manière, la Figure 5.21 montre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés qui correspondent aux ports 2–5 du réseau focal à 60 GHz dans le plan xOz. Le dépointage du faisceau est obtenu par déplacement de la sonde RF successivement sur les plots d'entrée de chaque élément du réseau focal. Pour chaque source 2–5, nous obtenons un gain de 15.9, 13.2, 16.3, 13.4 dBi et un dépointage de  $+14^\circ$ ,  $+25^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $-24^\circ$ , respectivement. La couverture globale des faisceaux à -3 dB est de  $64^\circ$ .

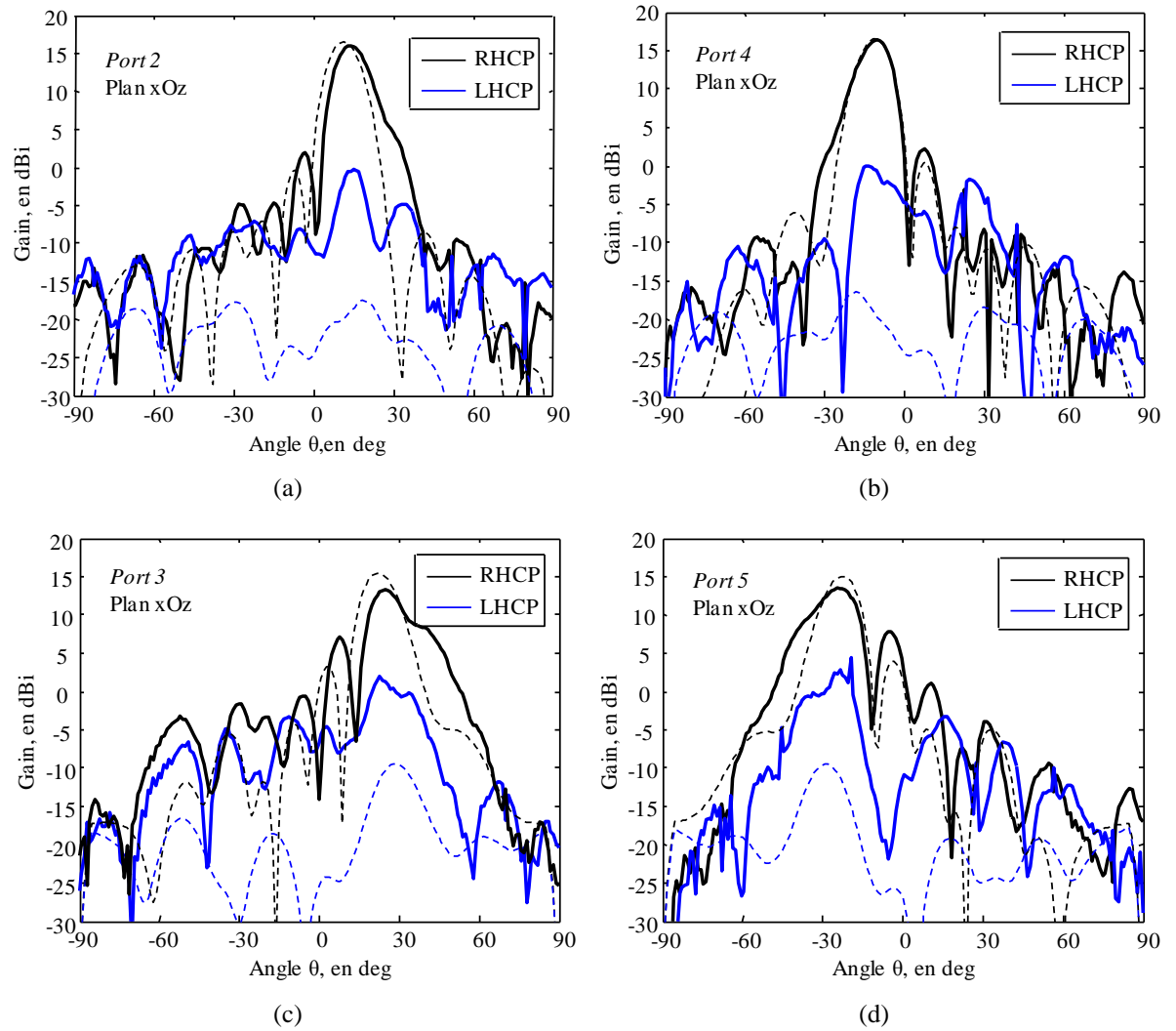


Figure 5.21 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz simulés (traits pointillés) et mesurés (traits pleins) du réseau transmetteur de  $10 \times 10$  cellules dans le plan xOz pour chaque élément du réseau focal ( $F = 10$  mm): source focale 2 (a), 4 (b), 3 (c), et 5 (d).

En conclusion, ces diagrammes de rayonnement montrent un bon accord avec les simulations en termes de niveau de gain, de largeur du lobe principal et de niveaux de

lobes secondaires. En revanche, nous constatons certaines différences avec le niveau de polarisation croisée entre les résultats de mesure et simulation. Cela est expliqué par plusieurs incertitudes dans l'assemblage du prototype, le banc de mesure ou le modèle de simulation: la distance focale, la planéité du réseau transmetteur, l'alignement entre le réseau transmetteur et la source focale, l'exactitude des diagrammes de rayonnement simulés de la source focale, le rayonnement résiduel de débordement et dispersion sur les bords du réseau transmetteur, piliers diélectriques ou autres éléments du banc de mesure. Toutefois, ces résultats valident le niveau de performance attendu de ces réseaux transmetteurs. Il est important de remarquer que les applications de communication sans fil dans la bande millimétrique à court ou moyenne portée envisagés pour ces antennes n'imposent aucune exigence sur les niveaux de lobes secondaires et les performances de ces systèmes dépendent principalement du gain absolu et de la largeur du faisceau.

La Figure 5.22a présente la variation du gain dans l'axe en fonction de la fréquence en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal. Nous notons un faible décalage vers les hautes fréquences pour la mesure. Cela est possiblement lié à l'incertitude en fabrication sur les dimensions de la cellule élémentaire. Le gain maximal mesuré est de 18.65 dBi à 60.8 GHz (Figure 5.22a), la bande passante à -3 dB est égale à 9.7 GHz (56.6–66.3 GHz), en cohérence avec les simulations et permet une bonne couverture de la bande ISM (57–66 GHz). La Figure 5.22b présente la variation du rapport axial en fonction de la fréquence, celui-ci reste inférieur à -3 dB sur la bande 56.4–68.9 GHz, une valeur minimale du rapport axial de 0.28 dB est obtenue à 59.2 GHz. Le prototype génère donc une bonne qualité de polarisation circulaire.

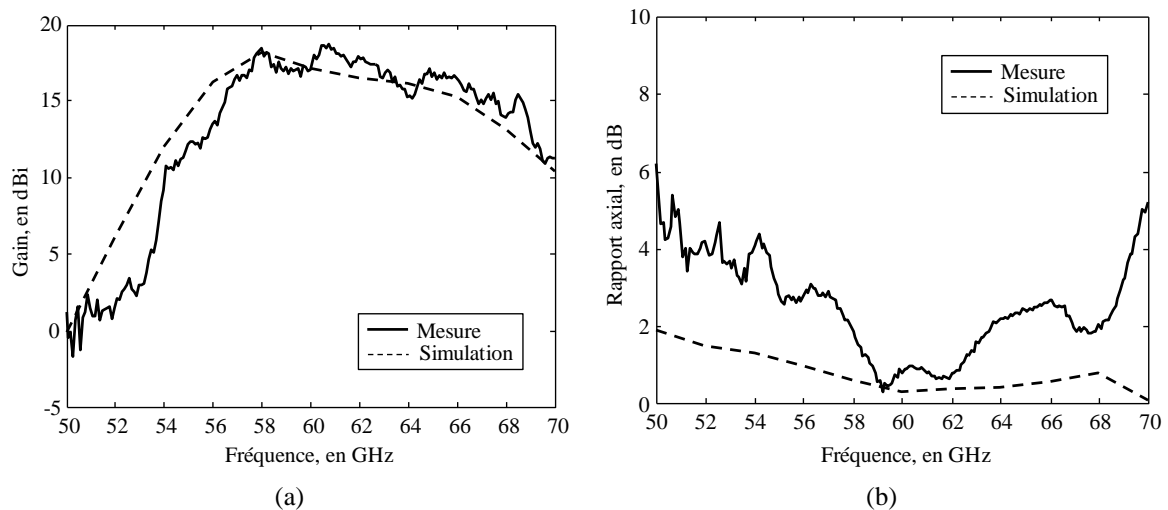


Figure 5.22 : Réponse fréquentielle du prototype à polarisation circulaire (a) et rapport axial dans l'axe pour l'élément central du réseau focal ( $F = 10$  mm).

### 5.4.2 Réseau transmetteur 16×16 éléments

Nous étudions ici un deuxième réseau transmetteur qui comprend 16×16 cellules (taille:  $8\lambda_0 \times 8\lambda_0$ ) dans le but d'obtenir un meilleur gain. La distribution des cellules est optimisée pour focaliser le faisceau dans la direction normale (axe Oz) en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal, nous gardons le même type de cellule élémentaire que dans le cas précédent. Selon la Figure 5.23a, un gain maximal de 21.1 dBi et une directivité de 27.6 dBi sont obtenus pour un rapport focal  $F/D = 0.4$  ( $F = 16$  mm). Nous constatons sur la Figure 5.23b un rendement de 22.4% similaire au cas précédent et des pertes par débordement de 2 dBi. Pour ce rapport focal optimum, la distribution des cellules élémentaires est présentée sur la Figure 5.24.

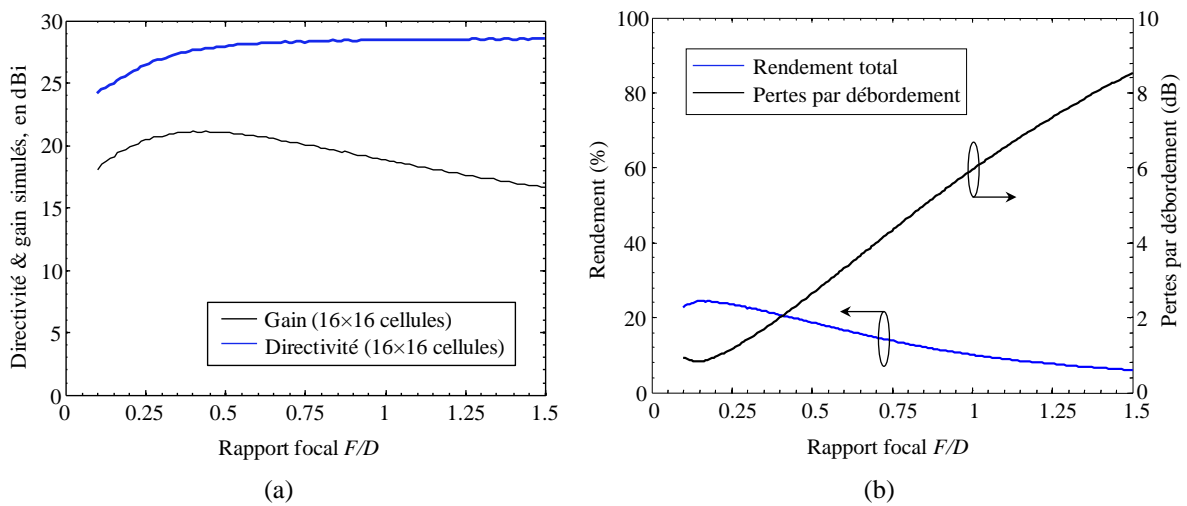


Figure 5.23 : Variation de la directivité et du gain (a), et du rendement et des pertes par débordement (b) en fonction du rapport focal pour un réseau de 16×16 cellules.

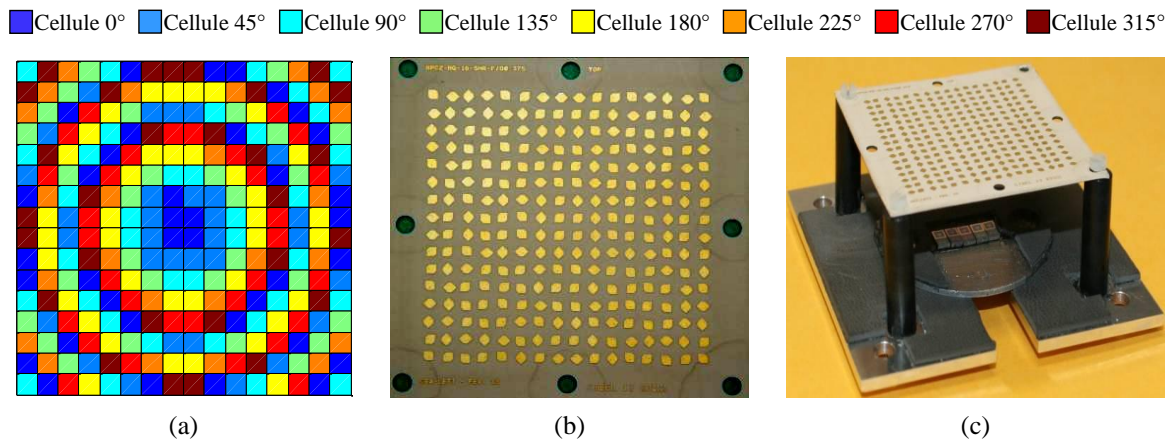


Figure 5.24 : Distribution des cellules (loi de phase) (a) et photographie du réseau transmetteur de 16×16 cellules (vue de dessus) (b); photographie du prototype fabriqué avec le réseau focal ( $F = 16$  mm) (c).

Pour ce réseau de  $16 \times 16$  cellules, les diagrammes de rayonnement et la réponse en fréquence sont présentés sur la Figure 5.25. Des conclusions similaires au cas du réseau transmetteur de  $10 \times 10$  cellules peuvent être tirées.

Le gain maximal mesuré et simulé à 60 GHz est de 20.1 et 21.1 dBi, respectivement. La largeur de faisceau à -3 dB est de  $6^\circ \times 5^\circ$ . Les cinq directions des faisceaux obtenus sont  $0^\circ$ ,  $+8^\circ$ ,  $+15^\circ$ ,  $-7^\circ$  et  $-14^\circ$  avec des gains dans la plage 17.4–20.1 dBi.

La réponse en fréquence simulée et mesurée est présentée en Figure 5.25c. Une bonne concordance est obtenue sur l'allure des courbes. Un décalage fréquentiel d'environ 3 GHz vers les hautes fréquences est observé ; celui-ci est certainement lié à l'incertitude de fabrication des cellules élémentaires. Le gain maximal mesuré en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal est 23.4 dBi à 63.2 GHz et la bande passante à -3 dB est égale à 6 GHz (60.1–66.1 GHz).

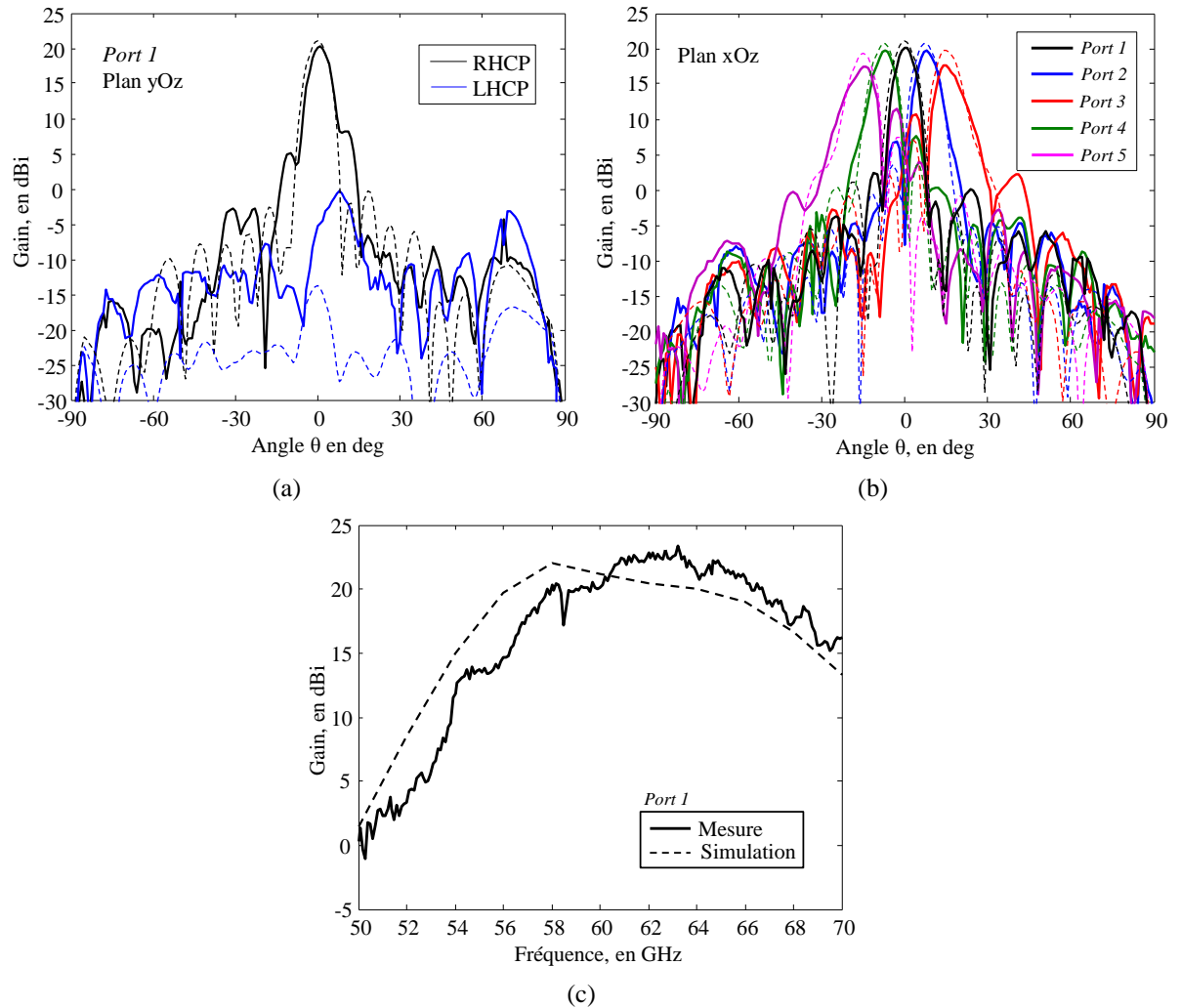


Figure 5.25 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz simulés (traits pointillés) et mesurés (traits pleins) pour le réseau transmetteur de  $16 \times 16$  cellules pour l'élément central du réseau focal dans le plan yOz (a), pour tous les éléments du réseau focal dans le plan xOz (b) et réponse en fréquence pour  $F = 16$  mm (c).



Nous constatons que l'augmentation du nombre des cellules du réseau transmetteur ( $16 \times 16$  cellules) permet d'augmenter le gain de l'antenne jusqu'à 20.1 dBi. En revanche, la taille du réseau transmetteur et la distance focale augmente ( $40 \times 40 \times 16 \text{ mm}^3$ ), le faisceau du lobe central est plus étroit ( $6^\circ \times 5^\circ$ ) et la couverture de faisceaux est réduite à  $38^\circ$ .

#### 5.4.3 Réseau transmetteur avec faisceau de type « Fan-Beam »

Sur la base du réseau transmetteur de  $16 \times 16$  cellules (antenne à faisceau étroit) présenté dans le paragraphe précédent et dont la distribution des cellules élémentaires est représenté sur la Figure 5.24a, le réseau transmetteur à faisceau de type « Fan-Beam » (FB) est synthétisé en dupliquant la distribution des deux lignes centrales sur tout le réseau transmetteur (Figure 5.26). Cette distribution des cellules élémentaires génère une correction de phase dans le plan xOz seulement afin que le faisceau soit focalisé dans ce plan, tandis qu'aucune correction de phase n'est appliquée dans l'autre plan ce qui conduit à une ouverture de faisceau similaire à celle la source focale. La distance focale reste identique au cas précédent ( $F = 16 \text{ mm}$ ).

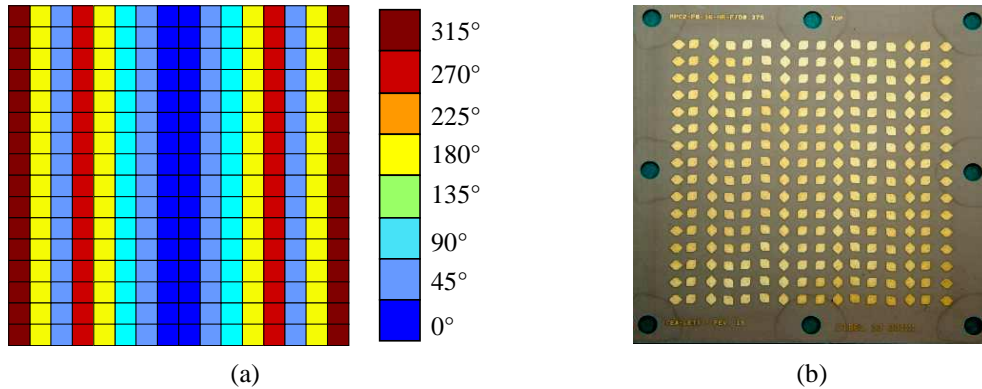


Figure 5.26 : Distribution des cellules (loi de phase) (a) et photographie du réseau transmetteur de  $16 \times 16$  cellules avec faisceau FB (vue de dessus) (b).

Les diagrammes de rayonnement à 60 GHz mesurés et simulés dans le plan yOz en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal montrent un bon accord (Figure 5.27a). Les gains simulé et mesuré dans l'axe sont de 10.9 dBi et 10.4 dBi, respectivement. Le lobe principal est en polarisation circulaire droite avec une largeur de faisceau à -3 dB de  $40^\circ$ . Le niveau de polarisation croisée est inférieur à -15.4 dB.

Dans l'autre plan (xOz), cinq faisceaux orientés à  $+1^\circ$ ,  $+9^\circ$ ,  $+18^\circ$ ,  $-7^\circ$  et  $-15^\circ$  sont obtenus pour chaque élément du réseau focal (Figure 5.27b). Les valeurs maximales de gain de chaque faisceau sont dans la plage 8.9–11.1 dBi et la largeur de faisceau du lobe central à -3 dB est  $6^\circ$ . En combinant les cinq faisceaux, ce réseau transmetteur peut fournir



un gain supérieur à 6 dBi dans un secteur angulaire de  $44^\circ \times 40^\circ$ . Malgré la valeur de gain modérée, ce réseau transmetteur multifaisceaux (faisceau FB) peut fournir simultanément une bonne couverture et une sélectivité angulaire suffisante dans un plan pour atténuer les évanouissements par trajets multiples ou pour permettre un multiplexage spatial.

La réponse en fréquence expérimentale montre un gain maximal de 12.7 dBi à 62 GHz en utilisant comme source focale l'élément central du réseau focal et une bande passante à -3 dB de 11.1 GHz (56.5–67.6 GHz) (Figure 5.27c).

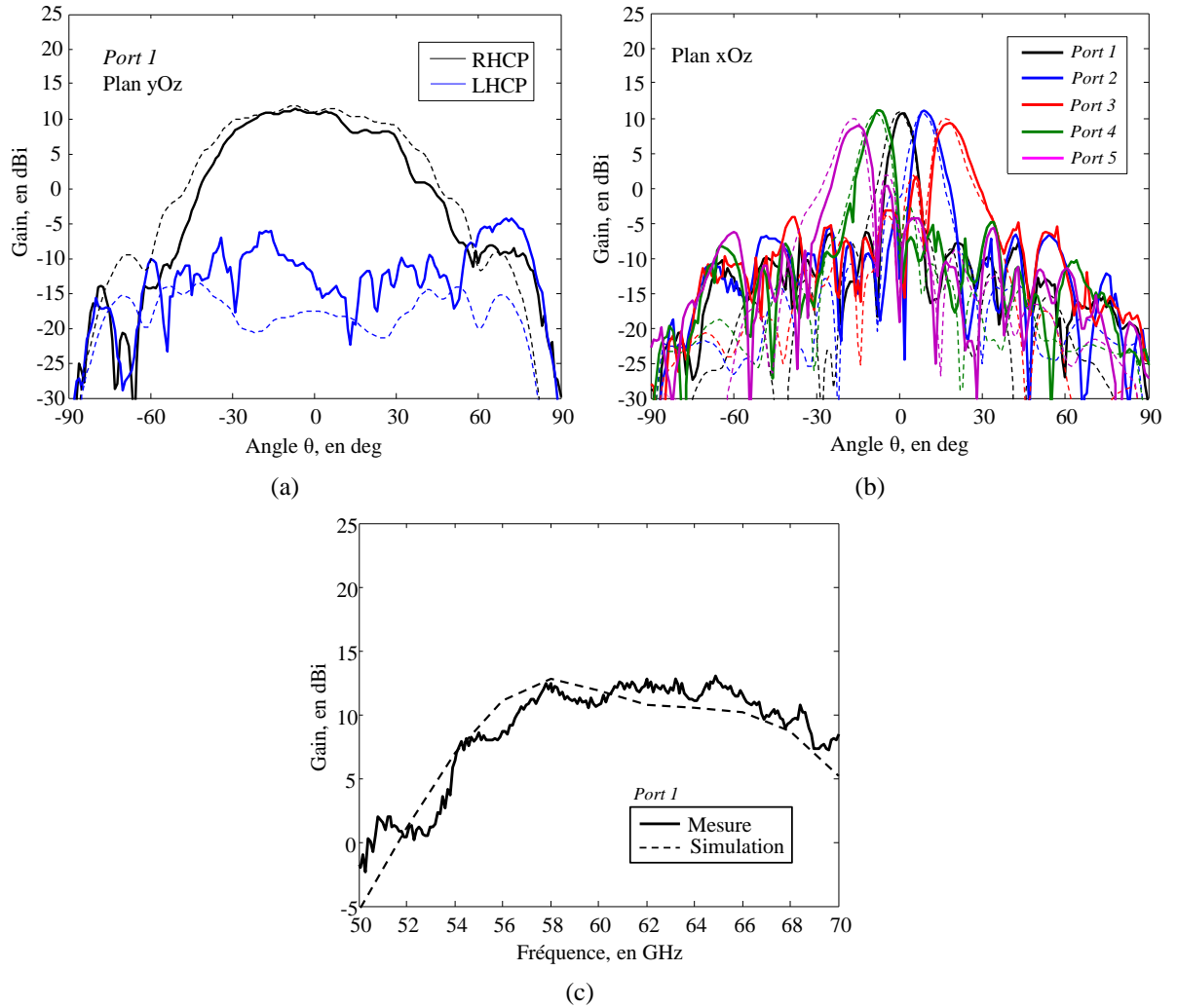


Figure 5.27 : Diagrammes de rayonnement à 60 GHz simulés (traits pointillés) et mesurés (traits pleins) du réseau transmetteur de  $16 \times 16$  cellules avec faisceau FB pour l'élément central du réseau focal dans le plan yOz (a), pour tous les éléments du réseau focal dans le plan xOz (b) et réponse en fréquence pour  $F = 16$  mm (c).

Finalement, le coefficient de réflexion mesuré pour l'élément central du réseau focal sans et avec réseau transmetteur (10×10, 16×16 cellules et réseau avec faisceau FB) sont présentés sur la Figure 5.28. La résonance de l'antenne est autour de 60.4 GHz et nous remarquons une résonance supplémentaire autour de 63.5 GHz en présence du réseau transmetteur qui peut s'expliquer par les ondes réfléchies sur le réseau transmetteur. Néanmoins, ces mesures confirment un impact très faible du réseau transmetteur sur l'impédance de la source focale. Des résultats similaires sont aussi obtenus pour les autres éléments du réseau focal.

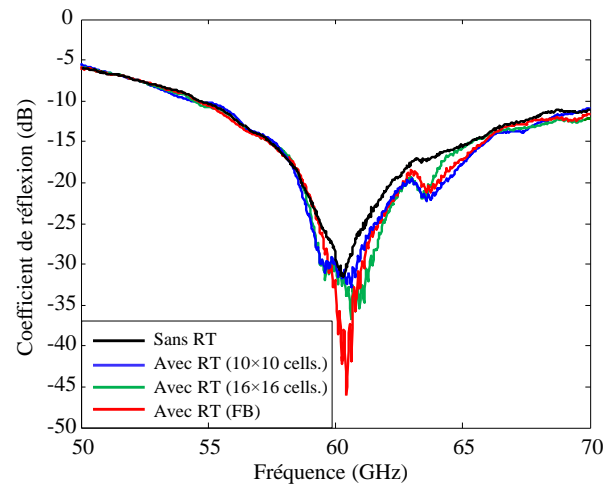


Figure 5.28 : Coefficient de réflexion de l'élément central du réseau focal mesuré sans et avec réseau transmetteur (pour chaque type de réseau conçu).

Tableau 5.2 : Performances mesurées pour les trois réseaux transmetteurs à 60 GHz.

Source	<i>10×10 cellules (faisceau étroit)</i>			<i>16×16 cellules (faisceau étroit)</i>			<i>16×16 cellules (faisceau FB)</i>		
	Orientation du faisceau	Gain (dBi)	Largeur du faisceau à -3 dB	Orientation du faisceau	Gain (dBi)	Largeur du faisceau à -3 dB	Orientation du faisceau	Gain (dBi)	Largeur du faisceau à -3 dB
<b>Port 1</b>	1°	17.1	10°	0°	20.1	6°	1°	10.7	6°
<b>Port 2</b>	14°	15.9	13°	8°	19.7	7°	9°	11.1	7°
<b>Port 3</b>	25°	13.2	13°	15°	17.5	7°	18°	9.3	10°
<b>Port 4</b>	-10°	16.3	12°	-7°	19.7	7°	-7°	11.1	7°
<b>Port 5</b>	-24°	13.4	16°	-14°	17.4	9°	-15°	8.9	10°

## 5.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons démontré un nouveau type d'antenne multifaisceaux en bande V grâce un réseau transmetteur réalisé en technologie imprimée classique de faible coût et un réseau focal constitué de cinq antennes de type dipôle replié sur silicium à haute résistivité (HR) où chaque antenne est alimentée de manière indépendante par une sonde RF. Trois types de réseaux transmetteurs ont été conçus, leurs performances sont résumées sur le Tableau 5.2. De bonnes performances dans la bande ISM 57–66 GHz ont été obtenues et semblent appropriées pour des applications de communication en bande millimétrique et radar. Par rapport aux réseaux phasés intégrés traditionnels présentés dans l'état de l'art, cette nouvelle antenne multifaisceaux montre de bonnes performances en gain, bande passante et dépointage de faisceau pour un coût et une consommation considérablement réduits grâce à un circuit émetteur-récepteur plus simple.

## Bibliographie

- [1] A. Valdes-Garcia, S.T. Nicolson, J.W. Lai, A. Natarajan, P.Y. Chen, S.K.C. Zhan, D.G. Kam, D. Liu, B. Floyd, "A fully 16-element phase-array transmitter in SiGe BiCMOS for 60-GHz communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2757-2773, Dec. 2010.
- [2] D. Liu, J.A.G. Akkermans, H.C. Chen, B. Floyd, "Packages with integrated 60-GHz aperture-coupled patch antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 10, pp. 3607-3616, Oct. 2011.
- [3] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623-632, Nov. 1963.
- [4] W. Lee, J. Kim, C.S. Cho, and Y.J. Yoon, "Beamforming Lens Antenna on a High Resistivity Silicon Wafer for 60 GHz WPAN," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol.58, no. 3, March 2010.
- [5] I. Ju, Y. Kim, S. Lee, S. Song, J. Lee, C. Cheon, K.S. Seo, and Y. Kwon, "V-Band Beam-Steering ASK Transmitter and Receiver Using BCB-Based System-On-Package Technology on Silicon Mother Board," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 11, pp. 619-621, Nov. 2011.
- [6] W.F. Moulder, W. Khalil, and J.L. Volakis, "60-GHz Two-Dimensionally Scanning Array Employing Wideband Planar Switched Beam Network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 818-821, 2010.
- [7] C.C. Kuo, H.C. Lu, P.A. Lin, C.F. Tai, Y.M. Hsin, and H. Wang, "A Fully SiP Integrated V-Band Butler Matrix End-Fire Beam Switching Transmitter Using Flip-Chip Assembled CMOS Chip on LTCC," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 5, pp. 1424-1436, May 2012.
- [8] C.W. Baek, S. Song, J.H. Park, S. Lee, J.M. Kim, W. Choi, C. Cheon, Y.K. Kim, and Y. Kwon, "A V-Band Micromachined 2-D Beam-Steering Antenna Driven by Magnetic Force with Polymer-Based Hinges," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 325-331, Jan. 2003.
- [9] O. Lafond, M. Himdi, H. Merlet, and P. Lebars, "An active transmitter antenna with beam scanning and beam shaping capability for 60 GHz application," *Int. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 263-266, 2012.
- [10] A. Artemenko, A. Maltsev, A. Mozharovskiy, A. Sevastyanov, V. Ssorin, and R. Maslennikov, "Millimeter-Wave Electronically Steerable Integrated Lens Antenna for WLAN/WPAN Applications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, April 2013, pp. 1665–1671.
- [11] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, "60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, July 2011, pp. 2524–2531.
- [12] A. Moessinger, S. Dieter, W. Menzel, S. Mueller, and R. Jakoby, "Realization and Characterization of a 77 GHz Reconfigurable Liquid Crystal Reflectarray," *Int. Symp. on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, pp. 1-4, Feb. 2009.

- [13] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Poitier, and P. Pouliguen, "Wideband 400-element electronically reconfigurable transmitarray in X band," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, Oct. 2013, pp. 5017–5027.
- [14] C.C Cheng, A.A. Tamijani, and B. Lakshminarayanan, "Reconfigurable lens-array antenna with monolithically integrated MEMS switches," *European Microwave Conference, EuMW 2008*, Oct. 2008, pp. 112-115.
- [15] C.C Cheng, B. Lakshminarayanan, and A.A. Tamijani, "A programmable lens-array with monolithically integrated MEMS switches," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 8, Aug. 2009, pp. 1874-1884.
- [16] H. Kaouach, L. Dussopt, J. Lantéri, T. Koleck, and R. Sauleau, "Wideband Low-Loss Linear and Circular Polarisation Transmits-Arrays in V-band," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, July 2011, pp. 2513–2523.
- [17] L. Dussopt, Y. Lamy, S. Joblot, J. Lantéri, H. Salti, P. Bar, H. Sibuet, B. Reig, J-F. Carpentier, C. Dehos, P. Vincent, "Silicon Interposer with Integrated Antenna Array for Millimeter-Wave Short-Range Communications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 17-22 june 2012, Montreal, Canada.

## **Chapitre 6**

# **Transceiver intégré à 60 GHz associé à un réseau transmetteur**

### **Introduction**

Ce chapitre porte sur une nouvelle architecture d'antenne à faible coût, performant et à faible consommation électrique approprié pour des communications sans fil à moyenne portée en bande V. Il est basé sur le circuit transceiver encapsulé à 60 GHz, détaillé dans le chapitre 3, associé à un réseau transmetteur pour focaliser le faisceau de rayonnement et atteindre des niveaux de gain élevés tout en gardant la technologie du circuit encapsulé simple et peu coûteuse. Le chapitre commence par expliquer le concept de la structure antenne et la conception du réseau transmetteur associé. Nous présentons ensuite la caractérisation du prototype en rayonnement. Enfin, la dernière partie présente les tests fonctionnels réalisés par une liaison de données sans fils entre deux modules identiques.

### **6.1 Architecture de l'antenne**

Les communications sans fils avec des débit de données de plusieurs Gbps en bande millimétrique ont considérablement progressé au cours de ces dix dernières années avec plusieurs démonstrations de modules émetteurs-récepteurs avec antenne seule ou réseaux d'antennes intégrées réalisant des liaisons très haut débit avec des portées de quelques mètres, typiquement jusqu'à 10–15 mètres en fonction de la complexité du réseau d'antennes et de sa taille [1]–[3]. Les réseaux d'antennes intégrées dans la bande millimétrique sont généralement assez complexes à concevoir (performance et consommation électrique, problèmes thermiques, fiabilité) et coûteux à produire, surtout si un balayage électronique de faisceau est nécessaire ; aucune solution n'a trouvé un succès commercial à ce jour.

D'autre part, des modules émetteur-récepteur avec antenne intégrée simple sur puce ou en boîtier paraissent plus prometteurs à court terme grâce à leur moindre complexité et leur taille plus réduite. Ces solutions sont à venir sur le marché des applications WPAN entre

ordinateurs portables, tablettes, smartphones, etc., en utilisant les standards 802.11ad et WiGig [4]. Ces premiers systèmes devraient fonctionner sur des portées de quelques mètres en raison de leur gain d'antenne (5–10 dBi) et de leur puissance de transmission ( $\sim 10$  dBm) limités.

Une solution alternative pour augmenter le gain de l'antenne de manière significative consiste à utiliser une lentille diélectrique [5], mais celles-ci sont typiquement assez lourdes, volumineuses, coûteuses et peuvent exiger une conception spécifique des éléments rayonnants de manière à prendre en compte la permittivité de la lentille si celle-ci est très proche. Pour ces raisons, les réseaux transmetteurs (ou lentilles discrètes) présentent un grand intérêt pour leur capacité à former des faisceaux de haute directivité à moindre coût. Ils combinent plusieurs avantages tels qu'un profil plan ou conformable, une fabrication à faible coût (technologie circuit imprimé), une bande passante large et un bon rendement. À ce jour, les antennes à base de réseaux transmetteurs passifs ont été démontrées jusqu'à 60 GHz tandis que les réseaux transmetteurs actifs à balayage électronique de faisceau ont été démontrés jusqu'à 35 GHz.

La Figure 6.1 montre la solution proposée pour augmenter considérablement le niveau de gain du module d'émission-réception étudié dans le chapitre 3 et obtenir une portée de communication plus longue en ligne de vue directe (LOS, Line-Of-Sight) en gardant la même puissance de transmission (4 dBm) et une faible consommation électrique.

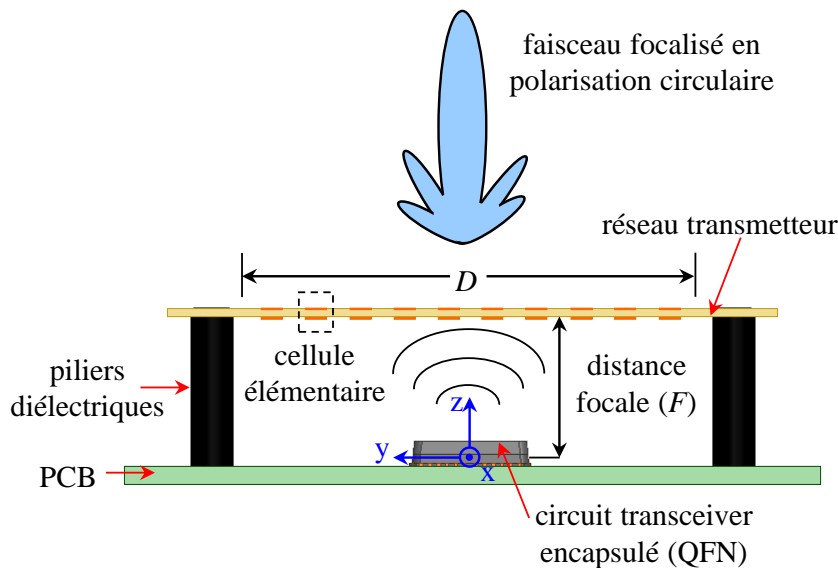


Figure 6.1 : Description de l'architecture d'antenne composée d'un réseau transmetteur et d'un circuit transceiver encapsulé comme source focale.

### 6.1.1 Source focale: antenne intégrée sur silicium et encapsulée dans un boîtier QFN

Dans le chapitre 3, nous avons étudié un circuit transceiver UWB à 60 GHz avec deux antennes identiques ( $T_x$ ,  $R_x$ ) intégrées sur puce. Cette puce est fabriquée en technologie standard CMOS–SOI 65-nm sur silicium HR. La puce transceiver est interconnectée et collée au centre d'un boîtier standard QFN48L avec capot amovible (Figure 6.2). Dans le but d'améliorer les performances de rayonnement, des éléments rayonnants couplés (antennes patches) sont imprimés sur un substrat faibles pertes (Duroid RT5880,  $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta = 0.0009$ , épaisseur = 381  $\mu\text{m}$ ) collé au-dessous du capot amovible (Figure 6.2c). L'épaisseur totale du diélectrique au-dessus des patches couplés est proche de 500  $\mu\text{m}$ ; afin d'éviter les modes de substrat qui peuvent se propager à l'intérieur du substrat et dégrader les diagrammes de rayonnement, des anneaux métalliques ont été ajoutés sur les deux faces du substrat Duroid et connectés par des vias métalliques entourant chaque patch.

Comme cela a été détaillé au chapitre 3, le coefficient de réflexion simulé de l'antenne est inférieur à -10 dB sur la bande 54.5–63.4 GHz (14.8%) avec une efficacité de rayonnement simulée de 73.3% à 60 GHz. Les diagrammes de rayonnement mesurés à 60 GHz montrent un niveau de gain entre 4.7 et 8 dBi, un gain dans l'axe de 4.7 dBi et une largeur de faisceau à -3 dB de  $43^\circ \times 72^\circ$ .

Dans la suite de ce chapitre, ce module est utilisé comme source focale d'un réseau transmetteur pour atteindre des niveaux de gain plus élevés.

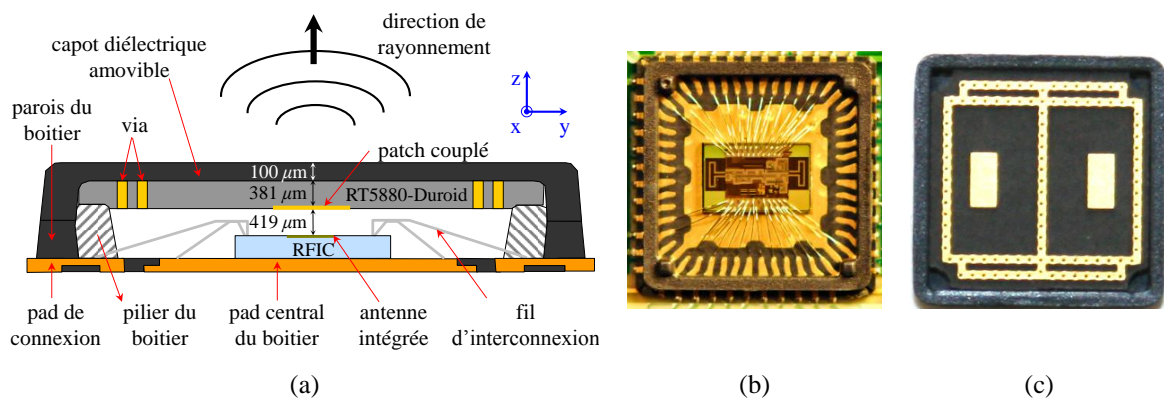


Figure 6.2 : Section transversale (a) et vue de dessus (sans capot) (b) du transceiver avec antennes intégrées encapsulé dans un boîtier QFN. Vue de dessous du capot montrant les patches couplés et l'anneau métallique à l'intérieur du boîtier (c).



### 6.1.2 Réseau transmetteur de 10×10 éléments

Nous étudions ici un réseau transmetteur comprenant 10×10 cellules. La distribution des cellules est optimisée pour focaliser le faisceau dans la direction normale (axe Oz) en utilisant comme source focale le module transceiver présenté au paragraphe précédent. Le type de cellule élémentaire choisie pour le réseau transmetteur est la cellule élémentaire RHCP2 présentée dans le chapitre 4.

Selon la Figure 6.3a, un gain maximal de 17.7 dBi et une directivité de 23.3 dBi sont obtenus pour un rapport focal optimal  $F/D = 0.44$  ( $F = 11$  mm). Nous notons une différence significative entre la directivité et le gain (5.5 dB) qui correspond à un rendement de 25.9%. Ceci s'explique par les pertes par débordement (2.35 dB), l'efficacité de la source focale (73.3%, 1.87 dB), les pertes d'insertion des cellules (0.36 dB) et les pertes par réflexion.

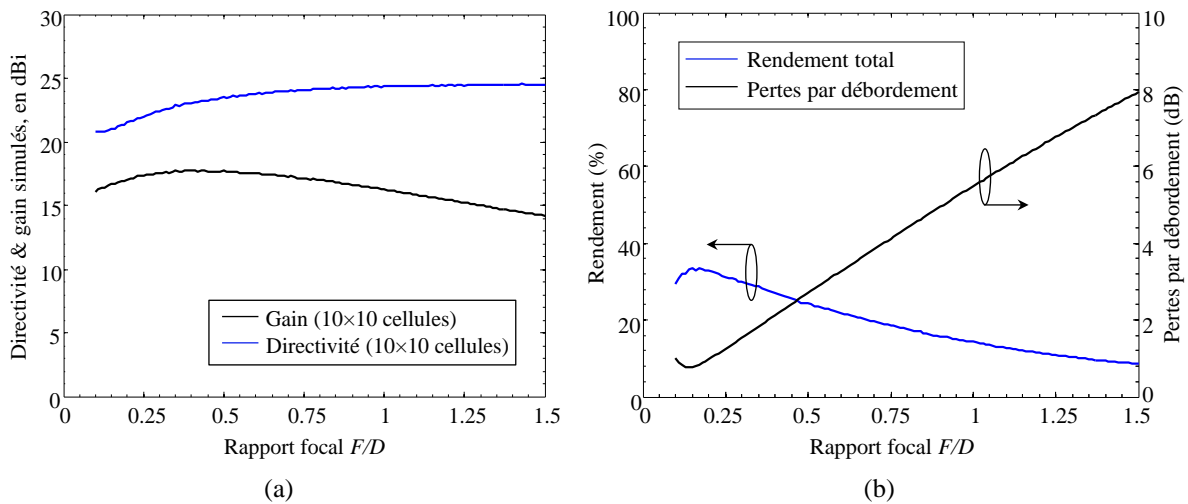


Figure 6.3 : Variation de la directivité et du gain (a), et du rendement et des pertes par débordement (b) en fonction du rapport focal pour un réseau de 10×10 cellules.

La Figure 6.4a présente la distribution des cellules (loi de phase) du réseau transmetteur en polarisation circulaire pour un rapport focal optimum  $F/D = 0.44$ . Nous pouvons noter que cette distribution n'est pas symétrique par rapport au centre puisque le diagramme de rayonnement du module transceiver est lui-même légèrement dépointé et asymétrique. Le réseau transmetteur fabriqué est montré sur la Figure 6.4b. Puis, nous utilisons cette même distribution à 60 GHz pour faire une étude de sensibilité à la distance focale (Figure 6.4c).

Un rapport focal dans la plage  $0.35 < F/D < 0.55$  ( $8.75 \text{ mm} < F < 13.75 \text{ mm}$ ) conduit à une valeur de gain à moins de 1 dB du maximum. Par conséquent, une distance focale de 10 mm ( $2\lambda_0$ ) a été choisie afin de minimiser la hauteur totale de l'antenne.

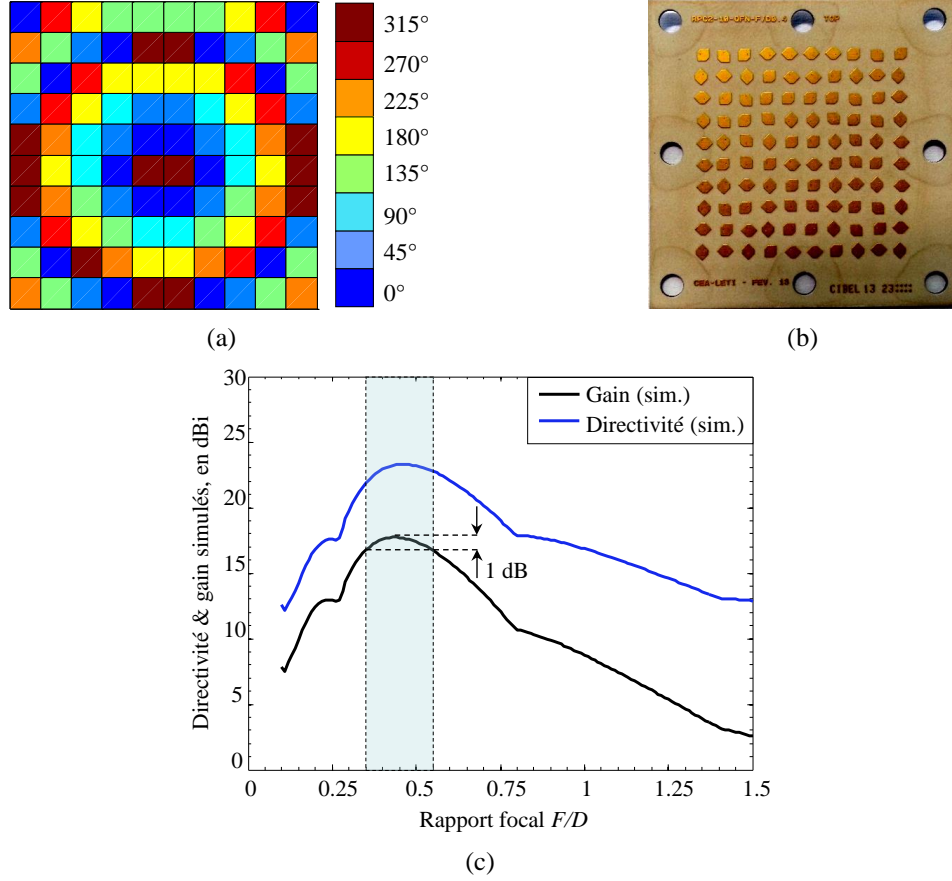


Figure 6.4 : Distribution des cellules (loi de phase) (a), photographie du réseau transmetteur de 10×10 cellules (vue de dessus) (b) et sensibilité du gain et directivité simulés en fonction du rapport focal (c).

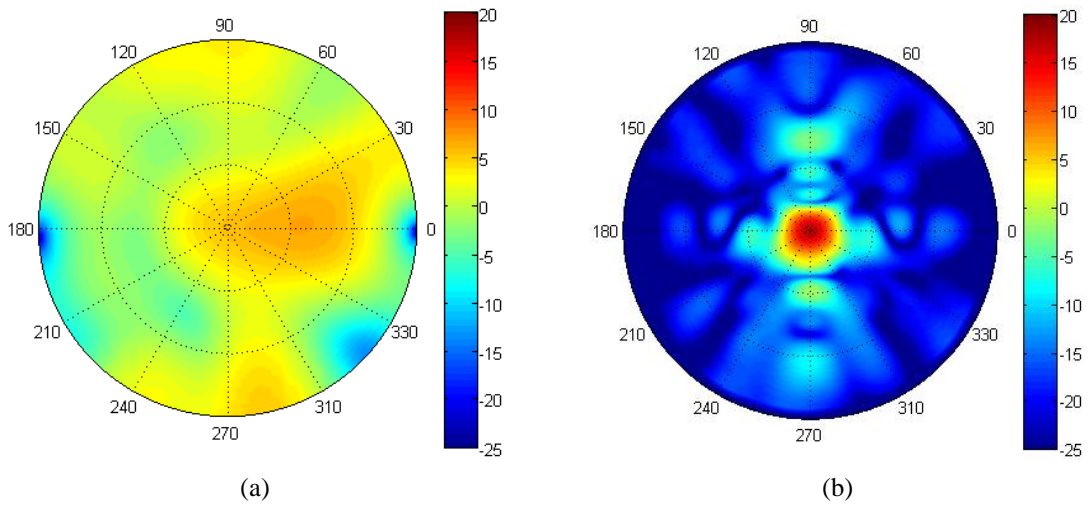


Figure 6.5 : Comparaison des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz ( $F = 10 \text{ mm}$ ) du transceiver sans (a) et avec (b) réseau transmetteur.

La Figure 6.5 montre une comparaison sur des diagrammes 2D du gain total simulé à 60 GHz de l'antenne intégrée en boîtier QFN sans et avec le réseau transmetteur (diagrammes tracés avec la même échelle de couleur). Nous constatons clairement la focalisation du faisceau dans l'axe.

## 6.2 Caractérisation du prototype en rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans une chambre anéchoïque et nous utilisons le banc de mesure et la carte de test GPULSE (Figure 6.6a) détaillés dans l'annexe A.2 pour la caractérisation du transceiver avec antennes intégrées sur boîtier QFN. Cette carte de test est recouverte de matériau absorbant placé autour de la lentille discrète afin de réduire le rayonnement par débordement et l'effet de réflexion sur les autres composants de la carte proche de l'antenne (Figure 6.6b). Puis, nous configurons la carte de test en mode émission en onde continue (CW). Le signal rayonné est mesuré par une antenne cornet (20 dBi), un analyseur de spectre et un récepteur en bande V. La calibration est réalisée en remplaçant la carte de test, par une antenne cornet de référence (10 dBi) émettant une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) connue à 60 GHz.

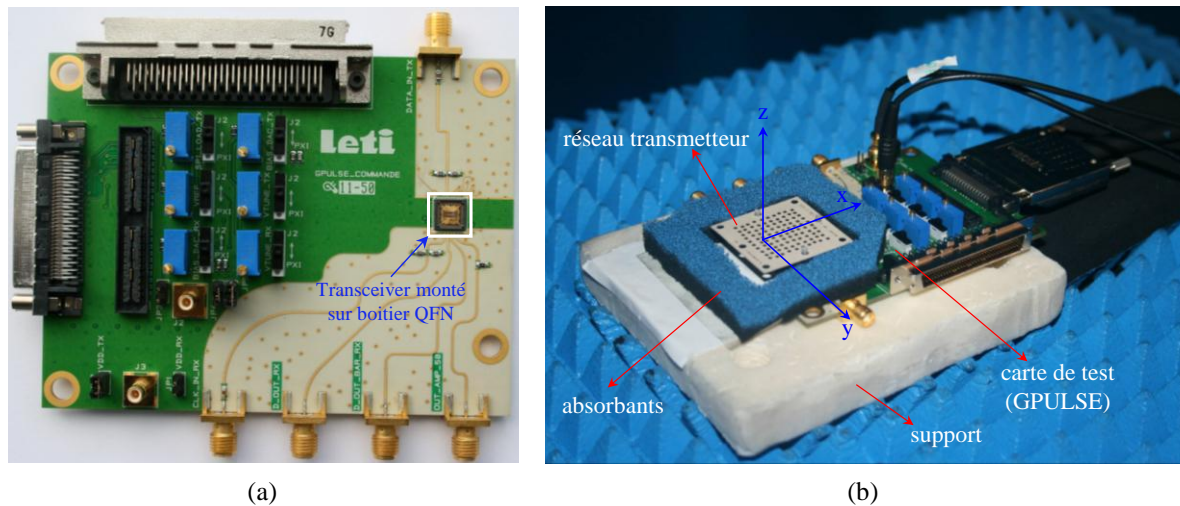


Figure 6.6 : Photographie de la carte de test avec le transceiver monté sur boîtier QFN (a) et photographie du transceiver associé à un réseau transmetteur de 10×10 cellules (b).

Puisque les mesures sont réalisées avec un cornet polarisé linéairement (PL) et un analyseur de spectre (avec lequel la mesure de phase n'est pas possible), les composantes en polarisation circulaire (PC) des diagrammes de rayonnement ne pouvaient pas être extraites et seulement les diagrammes de rayonnement en PL sont présentés sur la Figure 6.7a,b. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 60 GHz sont tracés dans les

deux plans principaux, pour le transceiver avec et sans réseau transmetteur.

Les diagrammes de rayonnement présentent un comportement symétrique dans les deux plans. Dans le plan xOz, le gain mesuré en PL dans l'axe pour les deux composantes (thêta et phi) est 15.8 dBi à  $-1^\circ$  et 14 dBi à  $5^\circ$ , respectivement. Dans le plan yOz, le gain mesuré en PL dans l'axe pour les deux composantes est 14.7 dBi à  $4^\circ$  et 13.9 dBi à  $3^\circ$ . Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés présentent un bon accord, mais pour les mesures nous remarquons un léger décalage de faisceau dans l'axe. Cela est lié à des incertitudes dans l'alignement entre la source focale et le réseau transmetteur. La largeur de faisceau à 3 dB est de  $9.5^\circ \times 11.5^\circ$  dans le plan xOz et yOz, respectivement. Le plancher de bruit du banc de mesure limite le gain minimal à -13.9 dBi. Certaines différences entre le niveau des lobes secondaires mesurés et simulés sont remarqués, cela est expliqué par plusieurs facteurs comme des incertitudes dans l'assemblage du prototype, la planéité du réseau transmetteur ou des éléments proches de la carte de test (composants électroniques, connecteurs, câbles d'alimentation, etc.).

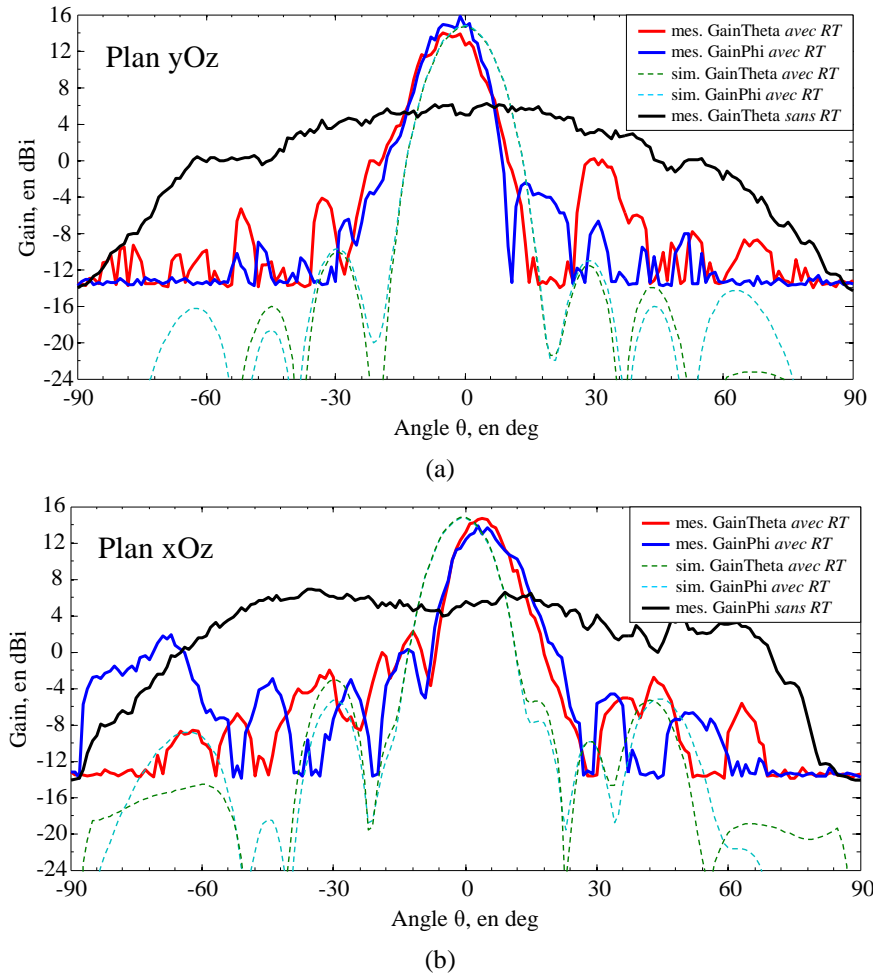


Figure 6.7 : Diagrammes de rayonnement en PL à 60 GHz ( $F = 10$  mm) simulés (traits pointillés) et mesurés (traits pleins) du transceiver avec et sans réseau transmetteur (RT) dans le plan yOz (a) et xOz (b).

Dans l'axe, le rapport axial est mesuré par une rotation en azimut (sur  $\pm 180^\circ$ ) de la carte de test; un rapport axial entre 2.5 et 3.2 dB est obtenu, ce qui confirme donc une bonne qualité de polarisation circulaire. Afin de voir la réponse en fréquence du réseau transmetteur, le gain en PC dans l'axe est mesuré dans la bande de fréquences 59.8–62.4 GHz (2.6 GHz); cette bande est limitée par la plage d'accord du VCO du transceiver. Les résultats simulés et mesurés dans cette bande sont en bon accord (Figure 6.8) et un niveau de gain relativement stable est obtenu dans la plage 16–17.8 dBi. Un gain maximal en PC dans l'axe de 17.6 dBi est obtenu à 60 GHz.

Finalement, nous concluons de cette étude que le réseau transmetteur augmente considérablement le gain dans l'axe de l'antenne intégrée sur boîtier de 5.31 dBi à 17.6 dBi et par conséquent augmente la PIRE de la même quantité, ce qui nous permet d'avoir une portée de communication plus longue.

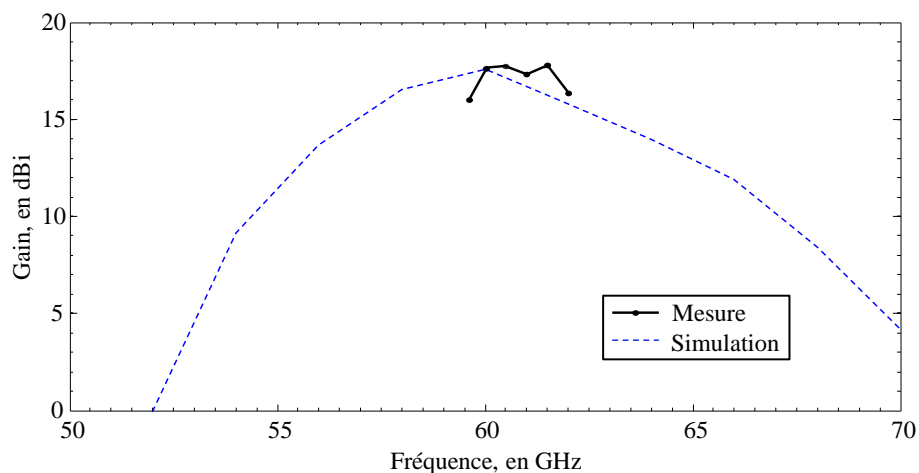


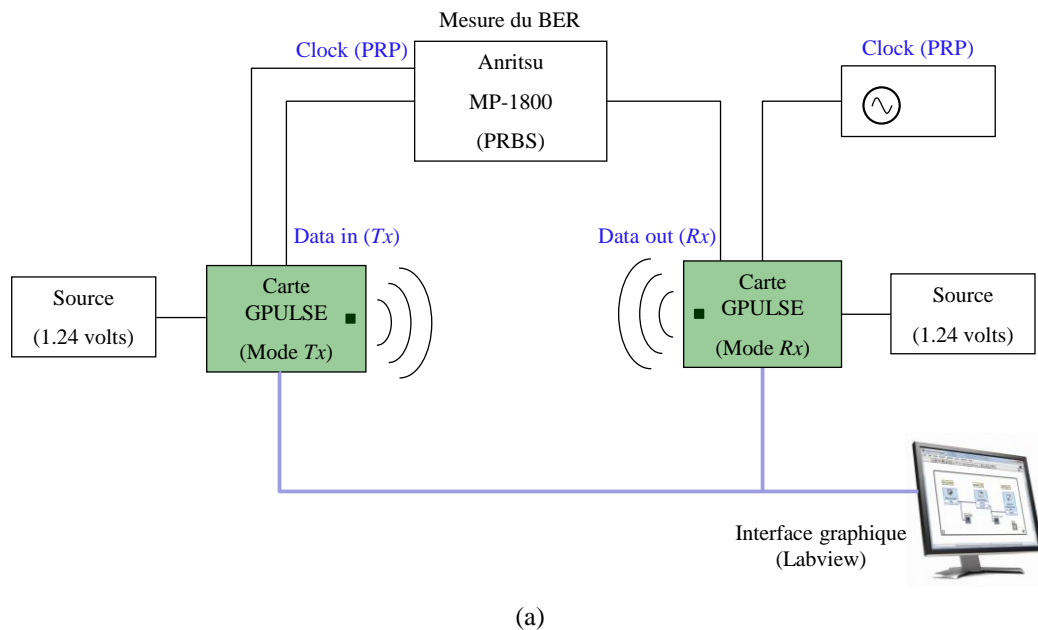
Figure 6.8 : Réponse en fréquence (gain en PC dans l'axe) simulé (trait pointillé) et mesuré (trait plein) du transceiver avec le réseau transmetteur ( $F = 10$  mm).

### 6.3 Tests de transmission de données

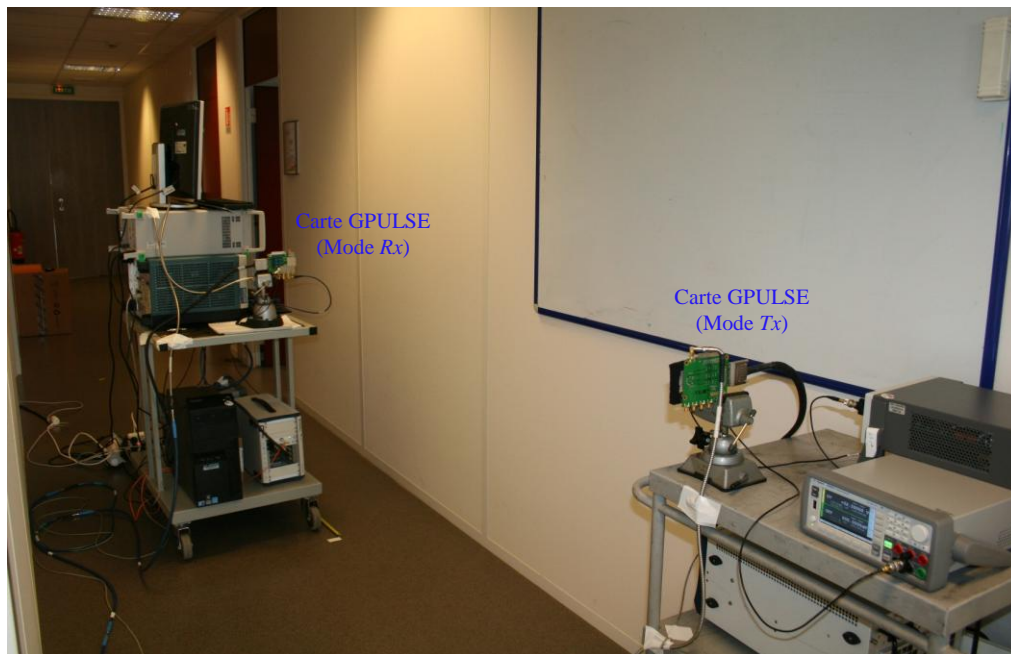
Pour valider notre travail, nous avons réalisé des tests en transmission de données entre deux modules identiques et mesuré le taux d'erreur binaire (BER) pour des débits de données jusqu'à 2.2 Gbps.

Le schéma du montage expérimental de mesure du BER d'une liaison sans fil est présenté sur la Figure 6.9a. Nous utilisons un analyseur de signal MP-1800 de chez Anritsu pour générer des séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS, Pseudo-Random Binary Sequence) qui sont envoyés à l'émetteur. La synchronisation de la liaison sans fil est réalisée à l'aide d'une interface graphique en Labview qui définit l'état du récepteur pour obtenir le BER optimal. Les deux modules sont alignés en ligne de vue directe (LOS) dans

un environnement indoor (Figure 6.9b). Le BER est mesuré en fonction de la distance pour plusieurs débits de données entre 0.5 et 2.2 Gbps. La portée de communication est définie comme la distance maximale pour laquelle le BER est inférieur ou égal à  $10^{-5}$ .



(a)



(b)

Figure 6.9 : Schéma du montage expérimental pour mesurer le BER dans une liaison sans fil (a) et photographie du montage expérimental dans un environnement indoor.



Les performances avec et sans réseau transmetteur ont été comparées. Sans réseau transmetteur, une portée de 22 cm est obtenue pour un débit de données de 2.2 Gbps et jusqu'à 74 cm pour 0.5 Gbps (Figure 6.10a). Avec le réseau transmetteur, une portée de 175 cm est obtenue pour un débit de données de 2.2 Gbps et jusqu'à 570 cm pour 0.5 Gbps (Figure 6.10b). Pour ces débits de données, le réseau transmetteur nous a permis une augmentation de la portée de communication d'un facteur proche de 8 (9 dB).

A partir des mesures de gain mentionnées dans le paragraphe 6.2, une augmentation plus grande de la portée de communication était attendue, mais cette expérience peut être affectée par l'alignement imprécis des deux modules et la propagation multi-trajet de l'environnement. Pourtant, ces performances démontrent des résultats dépassant nettement ceux rapportés dans la littérature pour des émetteurs-récepteurs millimétriques ayant des niveaux de consommation d'énergie similaires (100 mW, 51 pJ/bit à 2.2 Gbps) [6], et confirment l'avantage de ces solutions d'antennes à faible coût pour des liaisons moyenne portée à haut débit.

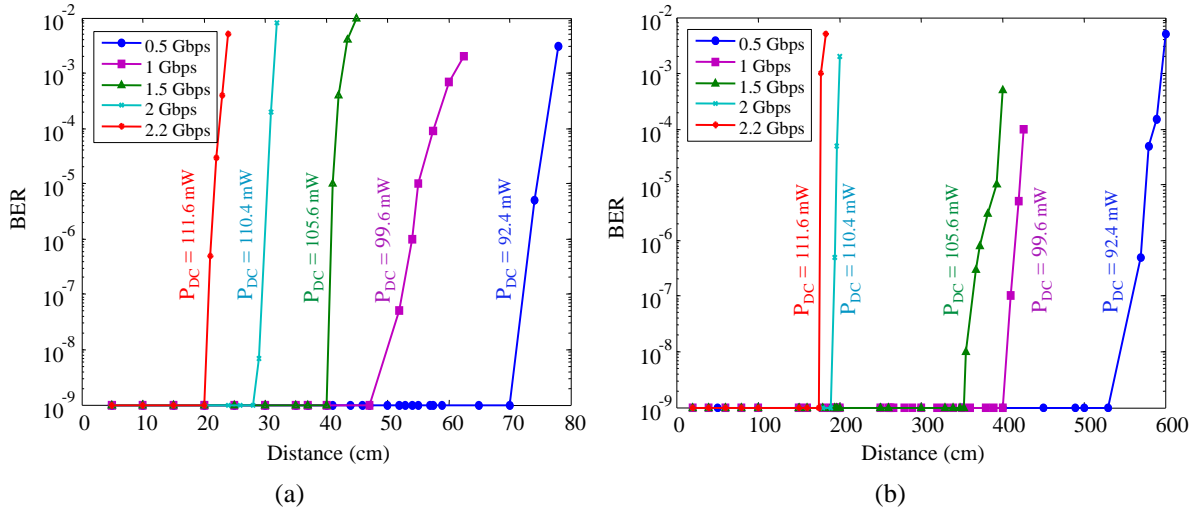


Figure 6.10 : BER expérimental de la liaison sans fil en fonction de la portée de communication pour différents débits de données, sans (a) et avec (b) réseau transmetteur.

## 6.4 Conclusions

Une solution d'antenne à gain élevé, et faible coût pour les communications sans fil à 60 GHz et des débits de données de plusieurs Gbps est présentée. Cette antenne est composée d'un réseau transmetteur de  $10 \times 10$  cellules et d'un transceiver intégré présenté au chapitre 3 comme source focale.

Les résultats expérimentaux confirment que le réseau transmetteur augmente de manière significative le gain de 5.31 dBi à 17.6 dBi (12.3 dB) et focalise le faisceau de la

source focale dans l'axe. Le faisceau obtenu est en polarisation circulaire avec un rapport axial dans l'axe entre 2.5 et 3.2 dB. Cette antenne fournit un gain mesuré dans l'axe de 17.6 dBi à 60 GHz et une largeur de faisceau à 3 dB de  $9.5^\circ \times 11.5^\circ$ .

Finalement, pour valider ces résultats, un test de transmission de données sans fil a été réalisé avec deux modules identiques configurés en mode transmission et réception et alignés en ligne de vue directe (LOS), une portée de communication entre 1.75 et 5.7 mètres est obtenue pour des débits de données entre 2.2 et 0.5 Gbps, soit une amélioration de portée d'un facteur 8 grâce au réseau transmetteur.



## Bibliographie

- [1] D. Liu, U. Pfeiffer, J. Gryzb, and B. Gaucher, *Advanced millimeter wave technologies: antennas, packaging and circuits*, J. Wiley & Sons, 2009.
- [2] A. Natarajan, S.K. Reynolds, M.D. Tsai, S.T. Nicolson, J.H. Conan Zhan, D.G. Kam, D. Liu, Y.L. Oscar Huang, A. Valdes-Garcia, and B.A. Floyd, “A fully-integrated 16-element phased-array receiver in SiGe BiCMOS for 60-GHz communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 5, pp. 1059–1075, May 2011.
- [3] D. Liu, and Y.P. Zhang, “Integration of array antennas in chip package for 60-GHz radios,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2364–2371, July 2012.
- [4] Wilocity, [Online]. Disponible: <http://wilocity.com>
- [5] Z. Tong, A. Fischer, A. Stelzer, and L. Maurer, “Radiation Performance Enhancement of E-band Antenna in Package,” *IEEE Trans. Compon., Packag. Manuf. Technol.*, vol. 3, no. 7, pp. 1953–1959, Nov. 2013.
- [6] A. Siligaris, F. Chaix, M. Pelissier, J. Lanteri, J.A. Zevallos, L. Dussopt, and P. Vincent, “A low power 60-GHz 2.2-Gbps UWB transceiver with integrated antennas for short range communications,” presented at the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC), Seattle, WA, USA, Jun. 2–4, 2013.

# Conclusion générale et perspectives

## Bilan des travaux effectués

Les technologies de communication sans fils en ondes millimétriques, en particulier dans la bande sans licence 60 GHz, sont à la fois plus rapide et plus sobre qu'au fréquences microondes classiques. Le développement des systèmes de radiocommunication sans fils à très haut débit et faible consommation d'énergie destinés aux utilisateurs d'objets communicants, conduit les concepteurs de ces modules à rechercher des solutions toujours plus compactes et économiques. Ceci se traduit par la miniaturisation des systèmes d'émission-réception avec ses antennes intégrées sur la même puce ou boîtier. L'objectif principal de cette thèse était donc l'étude, la conception et réalisation d'antennes intégrées dans le but d'aboutir à des modules d'émission-réception fortement intégrés pour objets communicants dans la bande 60 GHz envisagés pour deux types d'applications : courte portée comme les systèmes WPAN et moyenne/longue portée comme les systèmes WLAN ou radars.

Le **premier chapitre**, est consacré à une étude bibliographique des antennes intégrées en bande millimétrique. Cette étude a démontré que les principaux dispositifs RF ne disposaient pas d'une intégration compacte des antennes au circuit d'émission et réception sur une même puce et que ces dispositifs (système  $T_X$  et  $R_X$ ) sont plutôt conçus séparément avec une ou des antennes intégrées au boîtier. En outre, les antennes intégrées sur substrat silicium présentent des gains très souvent négatifs (silicium basse résistivité) ou limités à la gamme 0–2 dBi sur du silicium haute résistivité. Ce premier chapitre nous a également permis de voir que des solutions comme l'intégration hybride, laquelle combine les avantages de l'intégration sur silicium et en boîtier, permettaient de réduire fortement le coût de fabrication grâce à l'absence d'interconnexions de signaux millimétriques et d'augmenter l'efficacité et le niveau de gains des antennes ( $\sim 2\text{--}5$  dBi) pour les rendre compatibles avec des applications à courte distance ( $< 1\text{m}$ ).

Le **chapitre 2** présente l'étude d'antennes intégrées réalisées en technologie CMOS-SOI afin d'analyser leurs performances en impédance et rayonnement sans éléments actifs et parasites proches de l'antenne. Cette étude a validé la faisabilité de l'utilisation de la technologie CMOS-SOI pour la conception d'antennes efficaces dans la bande millimétrique et respectant les contraintes de la technologie CMOS-SOI. Dans un premier

temps, nous avons conçu deux antennes intégrées sur silicium différentes (dipôle simple et dipôle replié). Puis, nous avons proposé une configuration hybride (dipôle replié couplé avec une antenne patch rectangulaire) afin de montrer l'évolution des performances. Cette procédure est détaillée par les différentes phases de simulation et de conception. Les résultats de simulation ont aidé à valider le choix d'une antenne dipôle replié au lieu d'une antenne dipôle simple pour obtenir une meilleure bande passante (8.8 GHz). Enfin, les performances de la configuration hybride nous ont permis de montrer que cette nouvelle structure d'antenne présentait un rendement supérieur, un meilleur niveau de gain et une bande passante très large (26.9 GHz). Ce chapitre a donc finalement permis d'orienter le travail de thèse vers la conception et réalisation de ce type d'antenne pour un circuit d'émission/réception intégré en boîtier QFN.

Dans le **chapitre 3**, nous étudions un module d'émission-réception haut débit (0.5–2.2 Gbps) et très basse consommation (< 100 mW) à 60 GHz fabriqué en technologie CMOS–SOI et intégré dans un boîtier QFN. Ce dispositif est basé sur un circuit avec deux antennes dipôles repliés intégrées conçu au CEA–LETI antérieurement à ces travaux. Les problématiques liées à l'influence de l'environnement complexe d'intégration et l'impact de certains éléments de fabrication très proches des antennes ont été mis en évidence à travers une modélisation progressive des antennes. Cette étude a démontré expérimentalement un niveau de gain faible de l'ordre de -2.3 dBi dans la direction souhaitée de rayonnement (direction normale au capot). Les résultats de simulation montrent également une mauvaise adaptation et une faible efficacité de rayonnement (35.3% à 60 GHz) malgré l'utilisation du silicium haute résistivité. Cela nous a également permis de voir que la conception de ces antennes nécessite une modélisation précise du circuit intégré et de son boîtier pour une bonne maîtrise de l'impédance et de l'efficacité de l'antenne pour obtenir des bonnes performances de rayonnement.

Dans ce contexte, pour assurer un rayonnement unidirectionnel et pour augmenter le gain des antennes, nous avons réalisé une optimisation des performances en adaptation et en rayonnement en ajoutant un substrat et des éléments rayonnants couplés aux antennes intégrées sur la puce. Les résultats expérimentaux montrent effectivement une amélioration importante. Le gain mesuré en direction normale au capot est augmenté à 5.31 dBi. Les résultats de simulation montrent également une augmentation de l'efficacité de rayonnement (73.3% à 60 GHz) et une meilleure adaptation de l'antenne. En résumé, nous avons mis au point une nouvelle technologie à faible coût (circuit connecté par wirebonding et boîtier QFN standard) permettant d'atteindre des performances d'antennes très intéressantes dans la perspective d'un futur produit commercial.

Dans le but de concevoir des antennes intégrées à fort gain dans la bande millimétrique pour applications de communications à longue distance, nous avons présentée dans le **chapitre 4** l'étude et la conception de réseaux transmetteurs réalisés en technologie imprimée classique faible coût qui permettront de focaliser le rayonnement d'antennes intégrées et d'atteindre des niveaux de gain élevés. Ce travail s'appuie sur des travaux précédents qui ont conduit à un prototype de réseau transmetteur passif en bande V à polarisation circulaire développé au CEA-LETI en collaboration avec l'université de Rennes I. Cette étude nous a permis de conclure que l'utilisation de cellules élémentaires à polarisation circulaire est plus avantageuse en termes de gain, de diagramme de rayonnement, rendement et qualité de la polarisation circulaire. Ce type d'antenne s'est montré relativement simple à concevoir et à réaliser.

Le **chapitre 5** est consacré à la conception d'une antenne directive multifaisceaux en bande V pour les communications sans fil à haut débit et les applications radar. Nous avons montré expérimentalement qu'en utilisant un réseau transmetteur passif de petites dimensions ( $25 \times 25 \text{ mm}^2$ ) et un réseau focal constitué de cinq antennes de type dipôle replié sur silicium haute résistivité, nous obtenons de bonnes performances en niveau de gain (17.1–18.65 dBi), de capacités de dépointage (cinq faisceaux étroits différents avec une couverture de  $64^\circ$  dans un plan) et une bande passante égale à 9.7 GHz qui permet une bonne couverture de la bande ISM (57–66 GHz). Par rapport aux réseaux phasés intégrés traditionnels, cette nouvelle antenne multifaisceaux offre de bonnes performances pour un coût et une consommation d'énergie considérablement réduits grâce à un circuit émetteur-récepteur plus simple.

Enfin, le **chapitre 6** présente une nouvelle solution d'antenne à gain élevé, et faible coût pour les communications sans fil à haut débit, faible consommation d'énergie et moyenne portée. Cette antenne est composée d'un réseau transmetteur associé au système émetteur-récepteur avec antenne intégrée sur puce et élément rayonnant intégré au boîtier QFN conçu dans le troisième chapitre. Les résultats expérimentaux confirment que le réseau transmetteur augmente de manière significative le gain (+12.3 dB) et focalise le faisceau de la source focale dans l'axe. Le faisceau obtenu est en polarisation circulaire avec un rapport axial dans l'axe entre 2.5 et 3.2 dB. Cette antenne fournit un gain mesuré dans l'axe de 17.6 dBi à 60 GHz et une largeur de faisceau à 3 dB de  $9.5^\circ \times 11.5^\circ$ . En outre, pour valider ces résultats, un test de transmission de données sans fil a été réalisé avec deux modules identiques configurés en mode transmission et réception et alignés en ligne de vue directe (LOS), une portée de communication entre 1.75 et 5.7 mètres est obtenue pour des débits de données entre 2.2 et 0.5 Gbps.

## Perspectives

Une des premières perspectives de ces travaux concerne l’**intégration de la puce transceiver avec patches couplés** dans un boîtier surmoulé spécifique permettant de réduire les dimensions du module (Figure 1). Dans cette future implémentation, les éléments rayonnants couplés pourront être directement imprimés sur le matériau polymère de surmoulage avec une épaisseur appropriée pour optimiser les performances. Les techniques récentes d’impression 3D pourraient permettre de prototyper ce type de dispositif qui nécessitera une nouvelle étude sur la répartition des champs électromagnétiques au sein du boîtier.



Figure 1 : Transceiver intégré avec patches couplés dans un boîtier surmoulé.

Une seconde perspective sera d’aboutir à un **démonstrateur d’objet communicant réaliste** avec une coque similaire aux produits électroniques grand public (smartphone, ordinateur portable, tablettes, etc.) comprenant notre module transceiver intégré et d’évaluer les performances en rayonnement et en transmission de données de ce dispositif, ce qui nécessitera l’étude de l’impact de l’environnement proche du module sur les performances électromagnétiques.

Dans le domaine des **antennes directives multifaisceaux** en bande millimétrique, une perspective intéressante est l’intégration compacte dans un seul boîtier du réseau focal constitué d’un petit nombre d’antennes intégrées avec un circuit émetteur-récepteur à travers des commutateurs SPNT (Single Pole N–Throw) pour la sélection du faisceau afin d’obtenir un module reconfigurable hautement intégré à faible consommation d’énergie fonctionnant dans la bande millimétrique. Une seconde perspective porte également sur l’étude d’antennes réseaux transmetteurs à très haut gain, au-delà de 30 dBi, pour servir les applications de communications point-à-point longue distance. Cela nécessitera des surfaces rayonnantes beaucoup plus importantes que celles considérées dans ces travaux (diamètres 10–15 cm) et également des solutions de réduction de la distance focale afin de fournir des solutions compactes. Enfin, l’évolution de ces technologies vers les bandes de fréquences supérieures (71–86 GHz, 120–150 GHz) présente des défis techniques importants.

## Annexes

### A.1 Dimensionnement d'une antenne patch rectangulaire

L'antenne patch positionnée sous un diélectrique suspendu au-dessus d'un dipôle replié considérée dans le chapitre 2 (paragraphe 2.4) s'approche de la configuration inversée d'une ligne microruban de largeur  $W$  et de longueur  $L$  sur une structure multicouche représentée sur la Figure A.1.

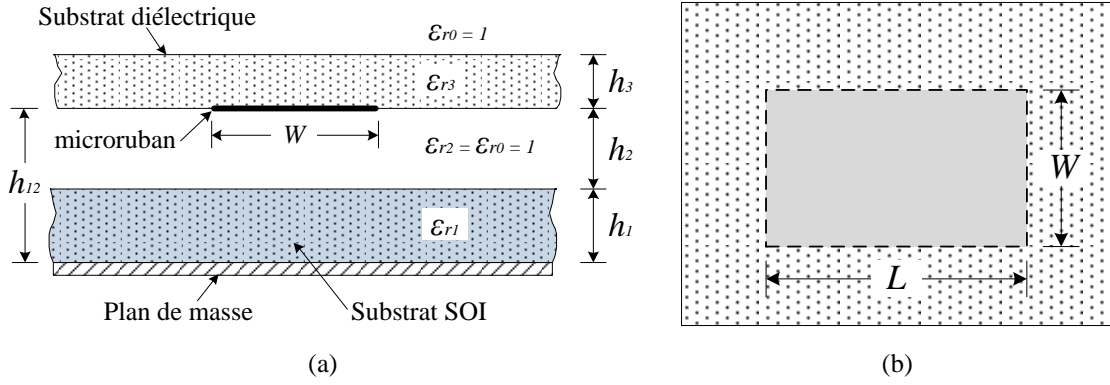


Figure A.1 : Vue de côté (a) et vue de dessus (b) de la ligne microruban multicouche.

Une modélisation analytique de ce type de ligne microruban et son utilisation pour la modélisation l'antenne patch est donnée dans la référence [1]. La permittivité relative effective vue par cette ligne microruban ( $\epsilon_{r\_eff}$ ) est donnée par la formule:

$$\epsilon_{r\_eff} = \epsilon_{r1}\epsilon_{r2} \frac{(q_1 + q_2)^2}{\epsilon_{r1}q_2 + \epsilon_{r2}q_1} + \epsilon_{r3} \frac{(1 - q_1 - q_2)^2}{\epsilon_{r3}(1 - q_1 - q_2 - q_3) + q_3} \quad (\text{A.1.1})$$

avec,

$$q_1 = \frac{h_1}{2h_{12}} \left\{ 1 + \frac{\pi}{4} - \frac{h_{12}}{W_e} \ln \left[ \frac{2W_e}{h_1} \sin \left( \frac{\pi h_1}{2h_{12}} \right) + \cos \left( \frac{\pi h_1}{2h_{12}} \right) \right] \right\} \quad (\text{A.1.2})$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{h_{12}}{W_e} \ln \left( \frac{\pi W_e}{h_{12}} - 1 \right) \quad (\text{A.1.3})$$

$$q_3 = 1 - q_1 - q_2 - \frac{h_{12} - v_e}{2W_e} \ln \left( \frac{2W_e}{2h_{13} - h_{12} + v_e} \cos \left( \frac{\pi v_e}{2h_{12}} \right) + \sin \left( \frac{\pi v_e}{2h_{12}} \right) \right) \quad (\text{A.1.4})$$

où

$$W_e = W + \frac{2h_{12}}{\pi} \ln \left[ 17.08 \left( \frac{W}{2h_{12}} + 0.92 \right) \right] \quad (\text{A.1.5})$$

$$v_e = \frac{2h_{12}}{\pi} \arctan \left[ \frac{2\pi}{\pi W_e - 4h_{12}} (h_{13} - h_{12}) \right] \quad (\text{A.1.6})$$

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r3}}} \quad (\text{A.1.7})$$

On peut ensuite estimer la permittivité relative équivalente ( $\epsilon'_r$ ) de la structure multicouches en fonction de la permittivité relative effective par l'équation suivante :

$$\epsilon'_r = \frac{2\epsilon_{r-eff} - 1 + A}{1 + A} \quad (\text{A.1.8})$$

avec,

$$A = \left( 1 + \frac{12h_{12}}{W} \right)^{-1/2} \quad (\text{A.1.9})$$

La longueur d'une antenne patch détermine sa fréquence de résonance, elle est donc un paramètre critique dans la conception de l'antenne. D'après [1], la longueur de l'antenne ( $L$ ) doit être sur la plage suivante:

$$\frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r-eff}}} - 2\Delta L < L < \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r-eff}}} \quad (\text{A.1.10})$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide,  $f_r$  la fréquence de résonance du patch et  $\Delta L$  est l'extension de longueur liée aux effets de bord du champ électrique sous l'antenne patch.

$$\Delta L = h_{12} \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4} \quad (\text{A.1.11})$$

avec

$$\xi_1 = 0.434907 \left( \frac{\epsilon_{re}^{0.81} + 0.260}{\epsilon_{re}^{0.81} - 0.189} \right) \left( \frac{(W_e / h_{12})^{0.8544} + 0.236}{(W_e / h_{12})^{0.8544} + 0.870} \right) \quad (\text{A.1.12})$$

$$\xi_3 = 1 + \left\{ 0.5274 \arctan \left[ 0.084 \left( \frac{W_e}{h_{12}} \right)^{1.9413 / \xi_2} \right] \right\} / \epsilon_{re}^{0.9236} \quad (\text{A.1.13})$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377(6 - 5 \exp(0.036(1 - \epsilon'_r))) \arctan \left[ 0.067 \left( \frac{W_e}{h_{12}} \right)^{1.456} \right] \quad (\text{A.1.14})$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp \left( -7.5 \frac{W_e}{h_{12}} \right) \quad (\text{A.1.15})$$

La largeur d'une antenne patch a un effet mineur sur la fréquence de résonance et le diagramme de rayonnement de l'antenne, mais détermine plus directement son impédance. D'après [1], une bonne adaptation à  $50 \Omega$  est obtenue pour une largeur ( $W$ ) sur la plage suivante:

$$\sqrt{h_{12}\lambda_d} \left[ \ln \left( \frac{\lambda_0}{h_{12}\sqrt{\epsilon'_r}} \right) - 1 \right] < W < \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{r3}}} \quad (\text{A.1.16})$$

Les expressions ci-dessus sont utilisées pour initier le dimensionnement de l'antenne patch étudiée au paragraphe 2.4. Les valeurs des paramètres sont les suivantes :

- substrat silicium:  $\epsilon_{r1} = 11.7$  et  $h_1 = 300 \mu\text{m}$  ;
- couche d'air:  $\epsilon_{r2} = 1$  et  $h_2 = 500 \mu\text{m}$  ;
- substrat Duroid:  $\epsilon_{r3} = 2.2$  et  $h_3 = 127 \mu\text{m}$ .

On obtient ainsi une permittivité relative effective  $\epsilon_{r\_eff} = 1.724$  et les intervalles suivants pour la longueur  $L$  et la largeur  $W$ :  $1 \text{ mm} < L < 1.9 \text{ mm}$  ;  $0.8 \text{ mm} < W < 1.7 \text{ mm}$ . Les valeurs intermédiaires  $L = 1.45 \text{ mm}$  et  $W = 1.25 \text{ mm}$  sont choisies pour commencer l'optimisation de l'antenne par simulation électromagnétique dont les résultats sont donnés au paragraphe 2.4.

- [1] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech House, 2001.



## A.2 Caractérisation en rayonnement d'un émetteur intégré à 60 GHz.

Cette annexe décrit le dispositif de test et la procédure utilisés pour la caractérisation en rayonnement de l'émetteur intégré étudié au chapitre 3.

### Description du banc de mesure

Les mesures de rayonnement sont réalisées dans une chambre anéchoïque pour limiter les évanouissements liés aux trajets multiples. Le banc de mesure est schématisé sur la Figure A.2. Le dispositif sous test (DST) est placé sur un support tournant en azimut sur  $\pm 180^\circ$ . Puisque seulement des signaux DC (1.2 volts et 2.5 volts) sont nécessaires pour faire fonctionner le DST, celui-ci est connecté aux sources de tension et courant avec des longs câbles permettant la rotation de la plateforme. L'antenne de réception est un cornet en polarisation linéaire de gain 20 dBi placé à l'extrémité d'un bras tournant en élévation sur  $\pm 90^\circ$  avec un rayon de 403 mm autour du DST. La polarisation du champ mesuré est changée en utilisant une section de guide d'onde vrillé à  $90^\circ$  (twist) à l'entrée du cornet. Le signal rayonné reçu est mesuré avec un analyseur de spectre (Agilent E4448 PSA-series) par l'intermédiaire d'un récepteur en bande V (11974 Agilent) attaché au bras tournant de manière à permettre une connexion par guide fixe (faibles pertes, stabilité en phase) entre le récepteur et l'antenne de réception.

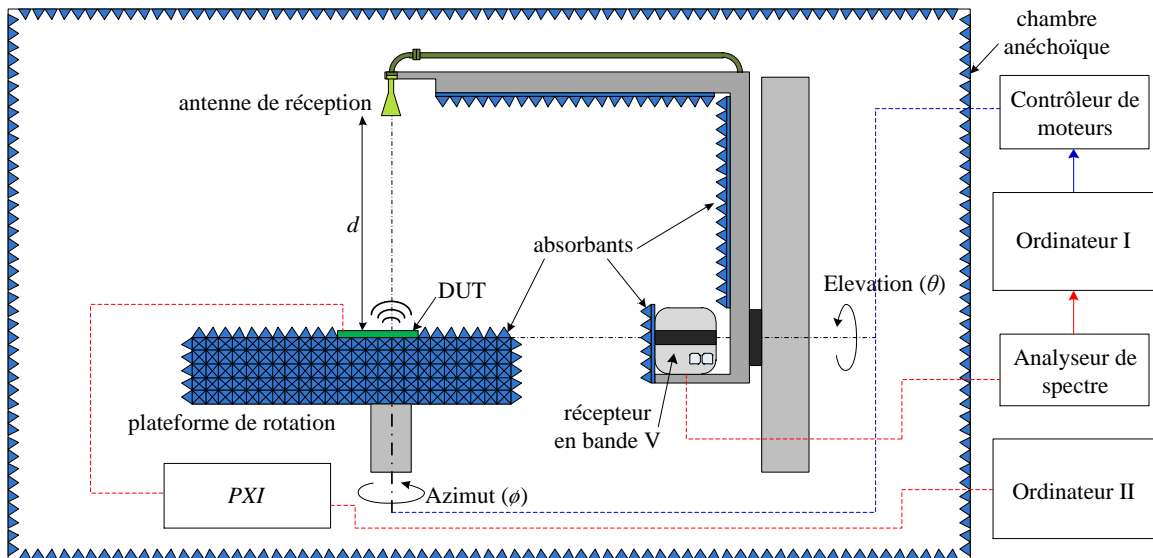


Figure A.2 : Schéma du banc de mesure installé dans la chambre anéchoïque ( $d = 403$  mm).

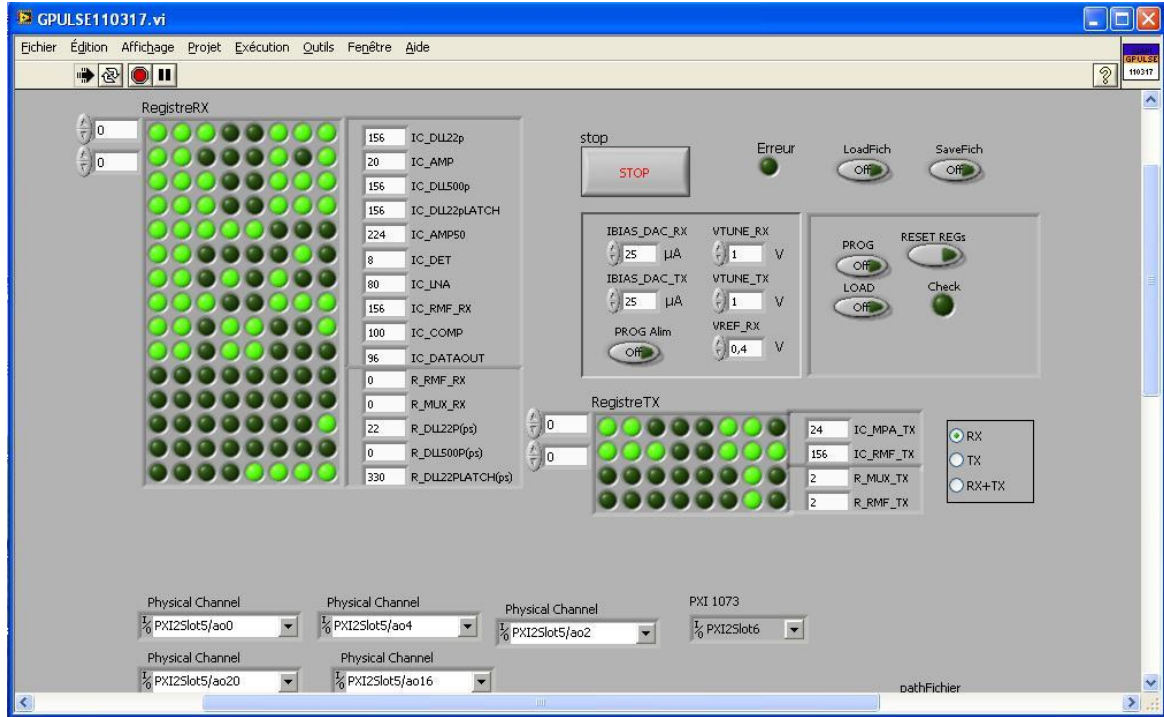


Figure A.3 : Interface graphique de programmation de la puce RFIC sur Labview.

Le banc de mesure utilise deux ordinateurs (I et II). L'ordinateur I commande le contrôleur de moteurs pour les rotations en élévation et azimut. Il commande également l'analyseur de spectre pour lire et sauvegarder les mesures. L'ordinateur II est utilisé pour programmer la puce transceiver à travers un banc NI PXI 1042 avec une interface graphique en Labview comme le montre la Figure A.3. Ainsi, ce banc permet de mesurer de façon automatique le rayonnement de l'antenne sur la demi-sphère au-dessus du DST. Les résultats expérimentaux présentés dans ces travaux sont mesurés avec une résolution angulaire de  $1^\circ$ .

### Puissance de sortie de l'amplificateur de puissance et puissance rayonnée

Une simulation de l'amplificateur de puissance a été effectuée sur le logiciel Agilent-ADS afin d'évaluer la puissance réelle ( $P_T$ ) fournie à des charges différentes de  $50 \Omega$  ; la Figure A.4 présente les courbes iso-puissances autour de l'impédance de charge idéale.

La puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de l'antenne est donnée par:

$$P_{PIRE} = P_T + G \quad (\text{A.2.1})$$

où  $G$  est le gain de l'antenne (en dB) et les termes de puissances sont donnés en dBm.

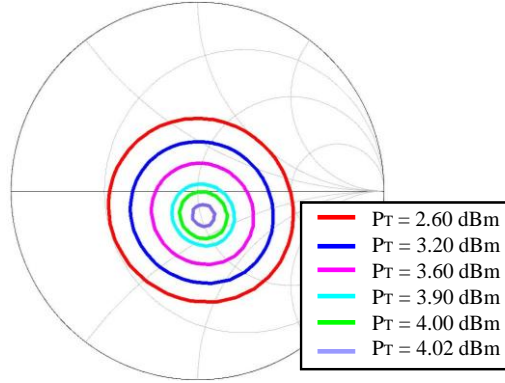


Figure A.4 : Simulation de la puissance de sortie ( $P_T$ ) de l'amplificateur de puissance pour différentes charges.

### Calibrage du dispositif de mesure

Le calibrage est effectué en remplaçant le DST par une source millimétrique et un cornet de référence de 10 dBi rayonnant une PIRE connue ( $P_{PIRE}^{cal} = -4.5$  dBm) à 60 GHz. La puissance de réception mesurée par l'analyseur de spectre est alors  $P_r^{cal}$ . Cette mesure de référence permet de calculer la PIRE du DST ( $P_{PIRE}^{DST}$ ) :

$$P_{PIRE}^{DST} = P_{PIRE}^{cal} + P_r^{DST} - P_r^{cal} \quad (A.2.2)$$

Où  $P_r^{DST}$  est la puissance reçue mesurée par l'analyseur de spectre en utilisant le DST comme émetteur.

Finalement, le gain de l'antenne du DST est extrait de l'expression A.2.1 en utilisant la puissance de sortie simulée de l'amplificateur de puissance ( $P_T$ ) (Figure A.4) correspondant à l'impédance simulée de l'antenne du DST. Le plancher de bruit du récepteur correspond à une PIRE de -7.6 dBm, soit un gain d'antenne du DST de -11.6 dBi en supposant  $P_T = 4$  dBm.





#### A.4 Caractérisation en rayonnement d'une antenne intégrée alimentée par sonde RF

Les diagrammes de rayonnement expérimentaux présentés au chapitre 5 sont réalisés dans une chambre anéchoïque en utilisant une configuration spécialement adaptée pour les antennes aux fréquences millimétriques excitées par une sonde RF [1]. Le dispositif sous test (DST) est placé sur une plateforme de rotation en azimut  $\pm 180^\circ$  comprenant à l'intérieur un convertisseur de fréquences millimétriques en bande V (Rohde & Schwarz, ZVA-Z75), un micropositionneur et une sonde RF spécialement réalisée pour ce dispositif (Figure A.5a,b). L'antenne de réception de type cornet de gain 20 dBi placée à l'extrémité d'un bras tournant en élévation sur  $\pm 90^\circ$  avec un rayon de 403 mm autour du DST, est connectée par des guides d'ondes rigides à un second convertisseur de fréquences millimétriques identique au précédent.

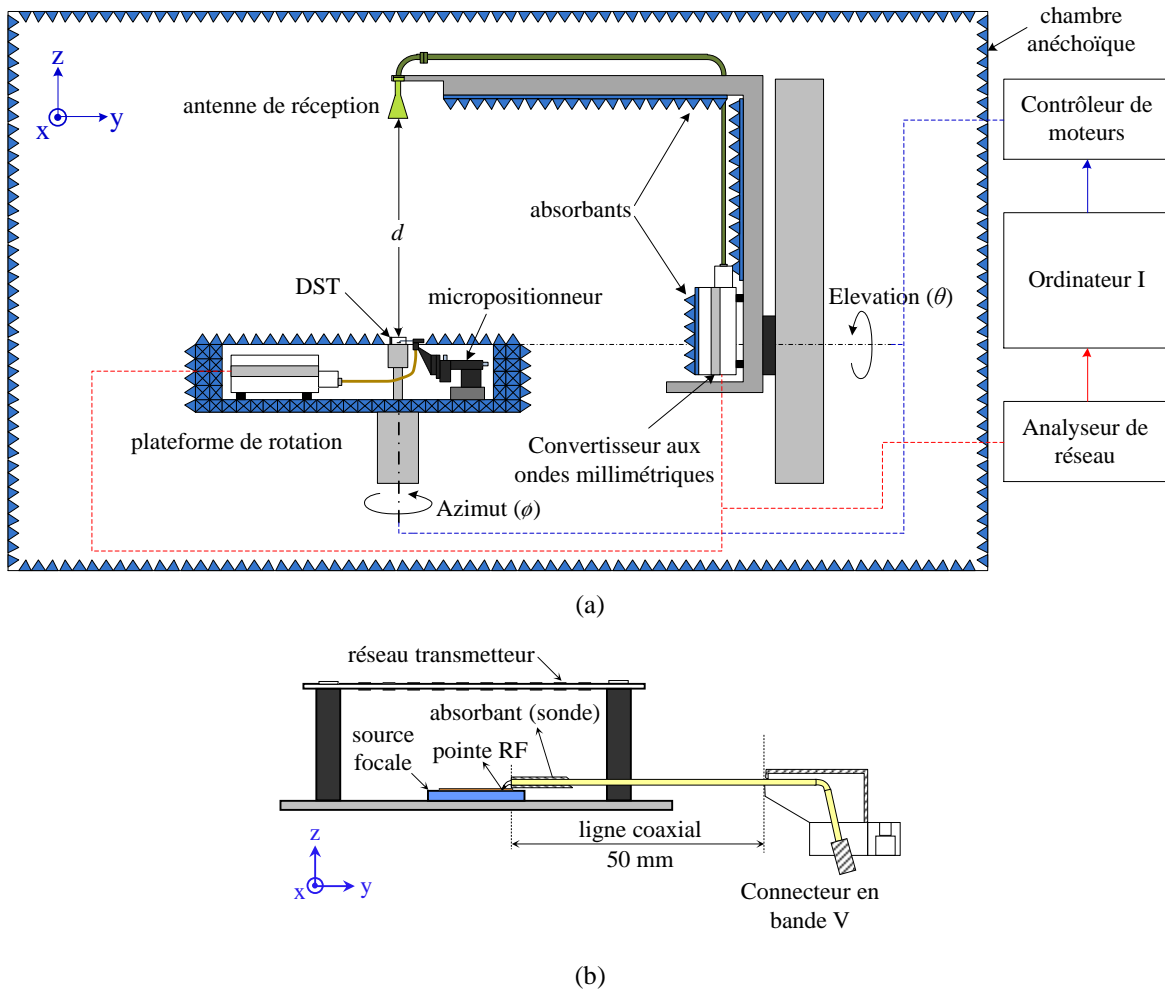


Figure A.5 : Schéma général du banc de mesure installé dans la chambre anéchoïque ( $d = 403$  mm) (a), vue rapprochée de la sonde RF avec le DST (réseau transmetteur avec réseau focal intégré) (b).

Les mesures sont effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz, ZVA24) connecté aux deux convertisseurs de fréquences millimétriques en bande V. Ceux-ci sont reliés d'une part à la sonde RF par un câble coaxial semi-rigide et d'autre part au cornet de mesure par des guides d'ondes afin d'avoir une bonne stabilité en phase.

L'ordinateur I commande le contrôleur des moteurs pour les rotations en élévation et azimut. Il commande également l'analyseur de réseau vectoriel pour lire et sauvegarder les mesures. Ainsi, ce banc permet de mesurer de façon automatique le rayonnement de l'antenne sur la demi-sphère au-dessus du DST. Les résultats expérimentaux présentés dans ces travaux sont mesurés avec une résolution angulaire de  $1^\circ$  et une résolution en fréquence de 0.1 GHz.

Dans ce dispositif, le gain du DST est relié au coefficient de transmission mesuré par :

$$G_{DST} = S_{21} - G_{comet} + p_{diverses} - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (A.4.1)$$

- $G_{DST}$  : Gain du DST (dBi) ;
- $S_{21}$  : Coefficient de transmission mesuré par le VNA (dB) ;
- $G_{comet}$  : Gain de l'antenne de réception (dBi) ;
- $p_{diverses}$  : Pertes diverses (dB) ;
- $\lambda$  : longueur d'onde (m) ;
- $d$  : distance entre l'émetteur et le récepteur (m).

La procédure de mesure est représentée sur la Figure A.6. D'abord, une mesure de référence est réalisée (Figure A.6a) avec un cornet de référence de gain 10 dBi comme source d'émission placé en lieu et place du DST. Nous utilisons l'expression (A.4.1) pour extraire le gain de ce cornet de référence:

$$G_{comet\_ref} = S_{21(comet\_ref)} - G_{comet} + L_{guide1} - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (A.4.2)$$

Dans cette expression, le terme est  $p_{diverses}$  de la relation A.4.1 est constitué des pertes du guide d'onde 1 ( $L_{guide1}$ ), de l'ordre de 0.2 dB, entre le convertisseur millimétrique et le cornet de référence.

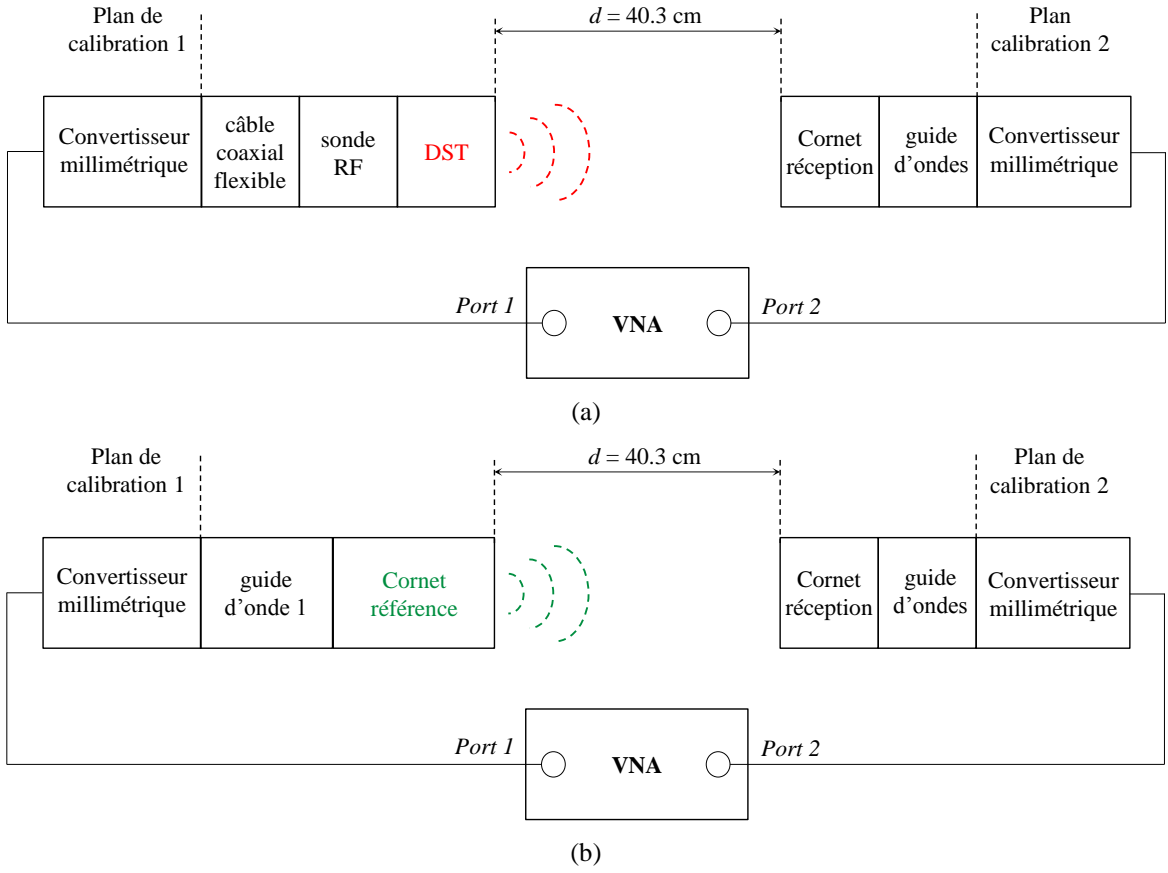


Figure A.6 : Procédure de mesure des antennes sur le banc de test; calibration avec le cornet de référence (a), mesure du DST (b).

Pour la mesure de DST alimentés par sonde (Figure A.6b), le guide 1 est remplacé par un câble coaxial semi-rigide avec des pertes  $L_{cable\_coaxial} \sim 1.2 \text{ dB}$ , et une sonde RF dont les pertes varient entre 1.53 et 1.78 dB de 50 à 70 GHz. En utilisant l'expression A.4.1, le gain du DST est donné par :

$$G_{DST} = S_{21(DST)} - G_{comet} + L_{sonde\_RF} + L_{cable\_coaxial} - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (A.4.3)$$

Selon les expressions (A.4.2) et (A.4.3), nous pouvons exprimer le gain du DST par:

$$G_{DST} = S_{21(DST)} - S_{21(comet\_ref)} + G_{comet\_ref} + L_{sonde\_RF} + L_{cable\_coaxial} - L_{guide1} \quad (A.4.5)$$

Pour calculer le gain selon les deux composantes  $\phi$  et  $\theta$ , la polarisation du champ mesuré est changée en utilisant une section de guide d'onde vrillé à  $90^\circ$  (twist) à l'entrée du cornet de réception. Pour prendre en compte ce composant, nous faisons deux calibrations différentes (sans et avec twist). Son influence est faible sur les valeurs de gain car ses pertes sont inférieures à 0.1 dB. En revanche, sa prise en compte est indispensable lorsque la mesure des phases est nécessaire pour le calcul des diagrammes en polarisation circulaire.



Dans le cas d'antennes en polarisation circulaire, nous devons mesurer les valeurs complexes des gains en polarisation linéaire afin de pouvoir ensuite les combiner correctement. Pour cela, nous utilisons les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\bar{G}_{\varphi(DST)} &= 10^{G_{\varphi(DST)}} \times e^{j\angle(s_{21\_ \varphi(DST)})} \\ \bar{G}_{\theta(DST)} &= 10^{G_{\theta(DST)}} \times e^{j\angle(s_{21\_ \theta(DST)})}\end{aligned}$$

où  $\bar{G}_{\varphi(DST)}$  et  $\bar{G}_{\theta(DST)}$  sont les gains complexes en polarisation linéaire suivant les deux composantes d'une part, et  $\angle(s_{21\_ \varphi(DST)})$  et  $\angle(s_{21\_ \theta(DST)})$  sont les phases des coefficients de transmission mesurés suivant les deux composantes d'autre part.

Finalement, les gains en polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) sont donnés par (en dBi):

$$\begin{aligned}G_{RHCP(DST)} &= 20 \log \left( \frac{|\bar{G}_{\theta(DST)} - j\bar{G}_{\varphi(DST)}|}{\sqrt{2}} \right) \\ G_{LHCP(DST)} &= 20 \log \left( \frac{|\bar{G}_{\theta(DST)} + j\bar{G}_{\varphi(DST)}|}{\sqrt{2}} \right)\end{aligned}$$

- [1] Y. Fu, L. Dussopt, T.P. Vuong, F. Ndagijimana, "Characterization of integrated antennas at millimeter-wave frequencies," *Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pp. 1–8, 2011, doi: 10.1017/S1759078711000912.

## Contributions scientifiques

### Publications dans des revues internationales à comité de lecture :

- [1] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, and A. Siligaris, "Hybrid On-Chip/In-Package Integrated Antennas for Millimeter-Wave Short-Range Communications," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 11, pp. 5377–5384, November 2013.
- [2] J.A. Zevallos Luna, and L. Dussopt, "A V-band Switched-Beam Transmit-array antenna," *Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, Special Issue 01, pp. 51–56, February 2014.

### Communications dans des congrès internationaux à comité de lecture :

- [3] J.A. Zevallos Luna, A. Siligaris, C. Pujol, and L. Dussopt, "A packaged 60 GHz low-power transceiver with integrated antennas for short-range communications," *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2013)*, 20–23 January 2013, Austin, Texas, USA.
- [4] L. Dussopt, J.A. Zevallos Luna, and A. Siligaris, "On-chip/in-package integrated antenna for millimeter-wave medium and long-range applications," *International Workshop on Antenna Technology (iWAT 2013)*, 4–6 March 2013, Karlsruhe, Germany.
- [5] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, and A. Siligaris, "A 60 GHz CMOS-SOI integrated antenna with coupled patch in a QFN package," *7<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2013)*, 8–12 April 2013, Gothenburg, Sweden.
- [6] A. Siligaris, F. Chaix, M. Pelissier, V. Puyal, J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, and P. Vicent, "A low power 60-GHz 2.2-Gbps UWB transceiver with integrated antennas for short range communications," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC 2013)*, 2–4 Juin 2013, Seattle, Washington, USA.
- [7] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, and A. Siligaris, "Packaged integrated transceiver for short-range high data-rate communications at 60 GHz," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI 2013)*, 7–13 July 2013, Orlando, Florida, USA.
- [8] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, and A. Siligaris, "Packaged transceiver with on-chip integrated antenna and planar discrete lens for UWB millimeter-wave communications," *IEEE international conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2014)*, 1–3 September 2014, Paris, France.

**Communications dans des congrès nationaux à comité de lecture :**

- [9] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, et A. Siligaris, "Antenne Millimétrique Intégrée en Boitier QFN pour Communications Haut-Débit à 60 GHz," *18èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2013)*, 15–17 Mai 2013, Paris, France.
- [10] J.A. Zevallos Luna, et L. Dussopt, "Antenne à réseau transmetteur à dépointage de faisceau en bande V," *18èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2013)*, 15–17 Mai 2013, Paris, France.

**Communications en workshop :**

- [11] J.A. Zevallos Luna, L. Dussopt, et A. Siligaris, "Antennes Millimetriques Intégrées CMOS-SOI avec Patchs couplés dans un boitier QFN," *Journée Thématiques GDR Ondes communes GT2 et GT4 (GDR 2013)*, 17–18 Janvier 2013, Grenoble, France.

# **Intégration d'antennes pour objets communicants aux fréquences millimétriques**

## **RÉSUMÉ**

Cette thèse porte sur l'étude d'antennes intégrées sur silicium aux fréquences millimétriques, dans le but d'aboutir à des modules d'émission-réception totalement intégrés et reportés par des technologies standards dans un objet communicant. Ce travail comprend deux axes majeurs:

Le première axe traite de l'étude, la conception et la réalisation d'antennes intégrées dans un boîtier standard QFN couplées à un circuit émetteur-récepteur Ultra Large Bande (ULB) à 60 GHz comprenant des antennes intégrées de type dipôle replié fabriquées en technologie CMOS SOI 65-nm sur silicium haute résistivité. Dans un premier temps, nous avons défini le modèle de simulation à partir duquel nous avons étudié les performances des antennes prenant en compte l'influence de l'environnement (boîtier, capot, fil d'interconnexions et technologie de fabrication). Dans un second temps, nous avons réalisé une optimisation des performances en adaptation et en rayonnement en ajoutant au sein du boîtier un substrat et des éléments rayonnants couplés aux antennes intégrées sur la puce. Ce dispositif permet de réaliser des communications très haut débit (jusqu'à 2.2 Gbps) avec une très faible consommation d'énergie. Nous montrons qu'il est possible d'atteindre une distance de communication de plusieurs mètres grâce à un réseau transmetteur réalisé en technologie imprimée.

Le deuxième axe porte sur la conception et la réalisation d'antennes multifaisceaux en bande V pour applications à long portée; il propose d'associer un réseau transmetteur réalisé sur technologie imprimée à un réseau focal constitué d'un petit nombre d'antennes intégrées sur silicium afin d'obtenir un compromis intéressant entre le niveau de gain, le coût et les capacités de dépointage de faisceau. Plusieurs réseaux sont démontrés avec un faisceau en polarisation circulaire, un gain de 18.6 dBi et une capacité de dépointage de  $\pm 24^\circ$ .

**Mots-Clés :**

- antennes intégrées	- technologie CMOS-SOI
- réseau transmetteur	- communications très haut débit
- fréquences millimétriques	

## **Integrated antennas for wireless devices at millimetre-wave frequencies**

### **ABSTRACT**

This PhD thesis investigates the integration of antennas on silicon substrates at millimetre-wave frequencies in order to obtain fully-integrated and packaged transceiver modules using standard technologies in wireless devices. This work is organized in two main parts:

In the first part, we investigated the design and realization of integrated antennas in a standard QFN package coupled to a 60 GHz Ultra-Wide-Band (UWB) transceiver chip with two integrated folded-dipole antennas implemented in a 65-nm CMOS-SOI technology on high-resistivity silicon. We defined a simulation model from which we studied the performance of integrated antennas, taking into account the influence of the environment (package, lid, wirebonding and manufacturing technology). Then, we optimized the antenna performances in impedance matching and radiation gain using radiating elements printed on a substrate and coupled to the on-chip folded dipoles. This antenna led to the demonstration of high-data rate communications (up to 2.2 Gbps) with a very low power consumption. We showed that the communication distance can be extended up to several meters using a transmit array printed on a low-loss substrate.

In the second part, we investigated the design and realization of multibeam antennas in V-band for long-range applications; it is based on a transmit-array realized in standard printed technologies associated with a focal source array, which consists of a small number of integrated antennas on silicon in order to achieve a good compromise between the radiation gain, the cost and the beam steering capabilities. Several arrays were demonstrated with a circularly-polarized beam, a gain of 18.6 dBi et a beam-steering capability of  $\pm 24^\circ$ .

**Keywords :**

- integrated antennas	- CMOS-SOI technology
- transmit-array	- high data-rate communications
- millimetre-wave frequencies	